

国际信息工程先进技术译丛

WILEY

无线通信系统中的定位技术与应用

Positioning in Wireless Communications Systems

[德] 史蒂芬·山德（Stephan Sand） 阿明·达曼（Armin Dammann） 克里斯汀·门兴（Christian Mensing） 编著

郎为民 王大鹏 王逢东 等译



●涵盖无线定位领域前沿发展成果，重点关注城市和室内场景的关键导航环境；

●研究探讨了基于移动无线通信的定位技术的性能及相关问题的解决方案。



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

国际信息工程先进技术译丛

无线通信系统中的定位技术与应用

史蒂芬·山德（Stephan Sand）
［德］ 阿明·达曼（Armin Dammann） 编著
克里斯汀·门兴（Christian Mensing）
郎为民 王大鹏 王逢东 等译

机 械 工 业 出 版 社

本书从无线定位技术的原理入手，系统地介绍了无线定位技术的推导、算法、模型与应用，具有较强的参考性、专业性。全书内容共分为9章，第1章为绪论，主要介绍了几种典型的定位导航系统。第2章主要介绍了无线定位技术的原理。第3章主要介绍了定位参数测量和提取的过程。第4章主要介绍了四种典型的位置估计算法。第5章主要介绍了移动终端的位置跟踪方法。第6章主要介绍了无线系统定位涉及的场景和估计仿真模型。第7章主要介绍了几种高级定位算法。第8章主要介绍了几种典型通信系统中的无线定位算法。第9章主要介绍了各种基于无线定位技术的应用。本书材料权威丰富，体系科学完整，内容新颖翔实，知识系统全面，兼备系统性、实用性和指导性。

本书可作为电信运营商、技术投资商、服务提供规划者、设备开发工程师、物联网及互联网服务提供商、电信公司，以及无线服务提供商的技术参考书或培训教材，也可作为高等院校通信与信息系统专业的高校本科生、研究生教材。

北京市版权局著作权合同登记　图字：01-2014-5111 号。

图书在版编目(CIP)数据

无线通信系统中的定位技术与应用/（德）山德（Sand，S.）等编著；郎为民等译. —北京：机械工业出版社，2015.11

（国际信息工程先进技术译丛）

书名原文：Positioning in Wireless Communications Systems

ISBN 978-7-111-52065-8

Ⅰ. ①无…　Ⅱ. ①山…　②郎…　Ⅲ. ①无线电定位　Ⅳ. ①TN95

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2015）第 265756 号

机械工业出版社(北京市百万庄大街 22 号　邮政编码 100037)

策划编辑：张俊红　责任编辑：林　桢　责任校对：樊钟英

封面设计：马精明　责任印制：李　洋

北京圣夫亚美印刷有限公司印刷

2016 年 2 月第 1 版第 1 次印刷

169mm×239mm · 15.5 印张 · 318 千字

标准书号：ISBN 978-7-111-52065-8

定价：79.00 元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务	网络服务
服务咨询热线：010-88361066	机 工 官 网：www.cmpbook.com
读者购书热线：010-68326294	机 工 官 博：weibo.com/cmp1952
010-88379203	金　书　网：www.golden-book.com
封面无防伪标均为盗版	教育服务网：www.cmpedu.com

译 者 序

近年来，随着无线技术的不断进步，无线定位技术也随之得到了较大的发展。从专用的导航定位系统，如GPS、伽利略等，不断扩展到移动通信领域，如GSM、UMTS、LTE等第2代、第3代乃至第4代移动通信技术，甚至在其他的一些短距离通信技术方面，如Wi-Fi、RFID、ZigBee、NFC等，也涌现出了大量的无线定位算法和应用。尤其是，随着智能终端的不断普及，大量基于无线定位技术的各种LBS应用出现在人们的日常生活中，丰富着人们的生活，绽放出无线定位技术的神奇魔力。

本书从无线定位技术的原理入手，系统地介绍了无线定位技术的推导、算法、模型与应用，具有较强的参考性、专业性。全书内容共分为9章，第1章为绪论，主要介绍了几种典型的定位导航系统，包括地面定位系统、卫星定位系统和GNSS增强系统以及一些与定位相关的术语和知识。第2章主要介绍了无线定位技术的原理以及与定位相关的参数和算法。第3章介绍了定位参数测量和提取的过程以及在无线定位中的推导过程。第4章主要介绍了四种典型的位置估计算法以及位置估计性能与标准。第5章主要介绍了移动终端的位置跟踪方法以及在动态位置估计中使用的各种滤波算法。第6章主要介绍了无线系统定位涉及的场景和估计仿真模型以及测量参数和建模算法。第7章主要介绍了几种高级定位算法，如混合数据融合和协作定位等，还介绍了影响位置估计性能的多径效应和非视距效应的缓解方法。第8章主要介绍了几种典型通信系统中的无线定位算法以及测量参数和位置估计性能标准。第9章主要介绍了多种基于无线定位技术的应用。

本书主要由郎为民、王大鹏、王逢东进行翻译，空军预警学院的黄美荣，国防信息学院的陈凯、张国峰、陈红、瞿连政、徐延军、张锋军、毛炳文、邹祥福、余亮琴、张丽红、王昊、李建军、夏白桦、蔡理金、高泳洪、靳焰、任殿龙、孙月光、陈于平、孙少兰也参与了本书部分章节的翻译工作，马同兵、王会涛绘制了本书的全部图表。和湘、李官敏对本书的初稿进行了审校，并更正了不少错误。同时，本书是译者在尽量忠实于原书的基础上翻译而成的，书中的意见和观点并不代表译者本人及所在单位的意见和观点。

由于译者的水平有限，加之时间上的限制，本书的翻译难免存在疏漏之处，敬请广大读者批评指正，译者在此深表谢意。

郎为民

2016年年初于武汉

原书前言

随着智能手机和平板电脑的出现，例如苹果的 iPhone、iPad 和谷歌的 Android 设备，基于位置的服务已经被用户广泛使用。目前，这些服务使用的位置信息主要是由智能设备内置的全球定位系统（Global Positioning System，GPS）接收器提供的。通常，智能设备中的 GPS 只有在晴朗无遮挡的天空视野下，才能很好地工作。除 GPS 之外，智能设备还可以支持很多其他的通信技术，例如 GSM、UMTS、LTE、Wi-Fi、蓝牙和 NFC。这些通信技术在基于位置服务方面对 GPS 的功能进行了补充，尤其是在城市和室内环境中。因此，诸如苹果或谷歌等很多公司，已经开始利用 Wi-Fi 热点和蜂窝基站的 ID，提供一种快速（有时比较粗略）的首次定位。除此之外，监管机构，例如美国联邦通信委员会（FCC），也要求蜂窝通信网络运营商能够保证紧急呼叫及其中所需的测量位置的服务质量（参见 1999 年 FCC 文档）。因此，这种强烈的市场需求和监管法规极大地推动了当前和今后无线通信系统中的定位技术发展。

就个人而言，我们早在 1997 年就在德国航空航天中心（DLR）针对伽利略系统开展早期的信号设计方面的研究工作。2005 年，我们开始关注基于无线通信进行定位，尤其是使用蜂窝通信技术进行定位，以补充 GPS 和未来的伽利略系统。由于我们的背景知识主要是信息、通信和信号处理方面的理论，所以我们不是很熟悉定位及其相应的信号处理方面具体的挑战和要求。例如通信工程师通常使用延时为 0 作为起点的延时线，对无线信道进行建模。他们不会考虑首次到达路径延时。该路径与发射机和接收机之间的距离成正比，对确定移动终端的位置非常重要。因此，本书反映了我们在使用无线通信进行定位上的学习过程，同时通过多个定位项目，也传递了我们的工作经验。

本书分为 9 章。通过第 1 章和第 2 章，读者可以快速了解并熟悉基于无线通信的定位。第 1 章，介绍了过去、现在和未来的卫星与地面无线定位系统，适用于卫星定位系统的应用环境。第 2 章，讨论了基本的定位原则。这些原则是当今各种无线系统定位的理论基础。

第 3 ~5 章，介绍了通信技术和信号处理方面的知识，以便读者可以更深入地理解基本的定位技术。第 3 章，介绍了无线通信系统中定位相关测量项的参数估计问题及相关公式。第 4 章，介绍了在假设移动终端不移动的情况下，使用测量值估计移动终端位置的算法。第 5 章，将第 4 章的静态定位过程扩展到移动终端动态位置跟踪的应用场景。

第 6 ~9 章讨论了一些更加高级的有关无线通信定位的主题。首先，第 6 章，

详细讨论了卫星定位和无线通信系统定位工作的场景和环境。同时，还介绍了相应的无线信号传播模型和移动用户运动模型。其次，第7章，介绍了一些高级定位算法，例如卫星导航与无线通信定位混合数据融合、多移动终端协作定位以及多径与非视距效应缓解概念。随后，第8章，调查并统计了当前广泛部署和使用的以及今后将要部署和使用的基于各种无线通信系统的定位。最后，本书在第9章介绍了基于无线通信定位的各种应用。

目　录

译者序
原书前言
第1章　绪论 …… 1
1.1　地面定位系统 …… 3
1.1.1　DECCA …… 4
1.1.2　LORAN …… 4
1.1.3　OMEGA …… 5
1.2　卫星定位系统 …… 6
1.2.1　GPS …… 8
1.2.2　格洛纳斯 …… 10
1.2.3　伽利略 …… 11
1.3　GNSS增强系统 …… 13
1.3.1　差分全球导航卫星系统（DGNSS） …… 14
1.3.2　广域增强系统（WAAS） …… 15
1.3.3　欧洲同步卫星导航覆盖服务（EGNOS） …… 16
1.3.4　多功能卫星增强系统（MSAS） …… 17
1.3.5　GPS辅助型静地轨道增强导航（GAGAN） …… 17
1.4　关键环境 …… 17
第2章　定位原理 …… 21
2.1　传播时间 …… 22
2.1.1　到达时间（TOA） …… 22
2.1.2　到达时间差（TDOA） …… 25
2.1.3　往返到达时间（RTTOA） …… 27
2.1.4　圆形定位与双曲线定位对比 …… 29
2.2　到达角（AOA） …… 30
2.2.1　二维 …… 30
2.2.2　三维 …… 31
2.2.3　上行链路中的到达角 …… 32
2.2.4　非视距传播问题 …… 32
2.3　指纹 …… 33
2.3.1　蜂窝小区标识 …… 34
2.3.2　接收信号强度（RSS） …… 35
2.3.3　功率时延谱（PDP） …… 35
第3章　测量和参数提取 …… 38

3.1 参数估计 …… 38
3.1.1 估计问题 …… 38
3.1.2 克拉美罗下限（CRLB） …… 40
3.2 传播时间 …… 43
3.2.1 时间估计的克拉美罗下限 …… 43
3.2.2 高斯白噪声中的定时估计 …… 48
3.3 到达角（AOA） …… 55
3.3.1 均匀线阵天线 …… 55
3.3.2 加性高斯白噪声中的 AOA 估计 …… 58
3.3.3 AOA 估计中的克拉美罗下限 …… 60
第 4 章　位置估计 …… 64
4.1 三角测量法 …… 64
4.1.1 理想情况下的三角测量法 …… 64
4.1.2 误差测量下的三角测量法 …… 73
4.2 三边测量法 …… 77
4.2.1 理想测量下的三边测量法 …… 77
4.2.2 误差测量下的三边测量法 …… 78
4.3 多点定位法 …… 82
4.3.1 理想测量下的多点定位法 …… 83
4.3.2 误差测量下的多点定位法 …… 84
4.4 指纹定位法 …… 86
4.5 性能边界及评估标准 …… 87
4.5.1 方均根误差 …… 87
4.5.2 累积分布函数 …… 88
4.5.3 圆概率误差 …… 88
4.5.4 定位克拉美罗下限 …… 88
4.5.5 精度因子 …… 89
4.5.6 复杂度 …… 92
第 5 章　位置跟踪 …… 93
5.1 卡尔曼滤波 …… 95
5.2 扩展卡尔曼滤波 …… 98
5.3 粒子滤波 …… 101
5.4 其他的扩展算法 …… 106
5.4.1 网格算法 …… 106
5.4.2 二阶扩展卡尔曼滤波算法 …… 107
5.4.3 无迹卡尔曼滤波 …… 107
5.4.4 高斯混合滤波算法 …… 107
5.4.5 Rao-Blackwell 算法 …… 108
5.4.6 地图匹配算法 …… 108

第 6 章　场景与模型 …… 109
6.1　场景 …… 109
6.1.1　乡村环境 …… 110
6.1.2　城市环境 …… 111
6.1.3　室外向室内渡越 …… 115
6.1.4　室内环境 …… 115
6.2　信道特征 …… 116
6.2.1　信道测量 …… 116
6.2.2　射线跟踪 …… 116
6.3　信道模型 …… 118
6.4　移动模型 …… 118
第 7 章　高级定位算法 …… 122
7.1　混合数据融合 …… 122
7.1.1　混合数据融合概述 …… 122
7.1.2　多源衍生算法扩展 …… 122
7.1.3　仿真结果 …… 124
7.2　协作定位 …… 126
7.2.1　协作定位概述 …… 126
7.2.2　集中式协作定位实例 …… 127
7.2.3　仿真结果 …… 130
7.3　多径与非视距效应缓解 …… 131
第 8 章　系统 …… 133
8.1　GSM …… 133
8.1.1　系统参数 …… 134
8.1.2　测量参数 …… 137
8.1.3　TA …… 137
8.1.4　增强型观测时间差（EOTD） …… 138
8.1.5　上行链路到达时间（UTOA） …… 140
8.1.6　AGNSS …… 140
8.1.7　克拉美罗下限 …… 141
8.2　UMTS …… 144
8.2.1　系统参量 …… 144
8.2.2　测量项 …… 146
8.2.3　Cell-ID 与增强型 Cell-ID …… 148
8.2.4　OTDOA …… 149
8.2.5　UMTS 与 GSM 比较 …… 150
8.2.6　克拉美罗下限 …… 151
8.3　3GPP-LTE …… 152
8.3.1　系统参数 …… 154

8.3.2　测量项 …… 157
8.3.3　同步 …… 159
8.3.4　克拉美罗下限 …… 160
8.3.5　性能结果 …… 164
8.4　其他广域及中程系统 …… 167
8.4.1　WiMAX …… 167
8.4.2　WLAN …… 168
8.5　短距离系统 …… 171
8.5.1　蓝牙 …… 171
8.5.2　ZigBee …… 173
8.5.3　UWB …… 174
8.5.4　RFID 与 NFC …… 178
8.6　标准化 …… 179
第 9 章　应用 …… 182
9.1　宏分集 …… 182
9.1.1　蜂窝分集 …… 182
9.1.2　蜂窝 OFDM 中基于位置的同步 …… 188
9.1.3　位置感知自适应通信系统 …… 193
9.2　无线资源管理 …… 199
9.2.1　基于位置的小区间干扰协调 …… 200
9.2.2　位置辅助中继选择方案 …… 203
9.3　移动性管理 …… 206
9.3.1　Wi-Fi 和 LTE 中位置辅助切换预测算法 …… 207
9.3.2　场景 …… 208
9.3.3　结果总结 …… 209
9.4　紧急呼叫 …… 209
9.5　基于位置服务 …… 211
9.5.1　移动及位置感知广告 …… 211
9.5.2　社交网络 …… 212
9.5.3　导航与路线规划 …… 212
9.5.4　手机游戏 …… 213
9.5.5　其他突破性的应用 …… 213
9.5.6　未来应用 …… 214
参考文献 …… 215
附录　英文缩略语 …… 231

第1章 绪　　论

位置确定是一门艺术，数个世纪以来，它一直吸引着诸多科学家。几千年前，人们在长途旅行中意识到知晓自身位置的必要性，于是第一种定位方法应运而生。诸如依靠山脉、河流、海岸线等天然地标就是针对定位用途的简单方法。早期的人造地标是围绕贸易往来修建的铁路和道路，如著名的丝绸之路，它大约修建于公元前500年，将欧洲和东亚连接起来。

其他人造地标包括灯塔。它们能够在单调环境（甚至是在夜间）中提供方向，但它只可以为相当靠近海岸线的船舶提供航向，而在外海上，这些地标将消失。通过测量方向和速度来跟踪旅程（我们称之为航位推算法），这是早期远洋航海家使用的一种简单方法。天文导航是利用众所周知的物体作为定位基准的另一种方法。

测量北极星与地平线之间的角度能够直接提供纬度。长期以来，困扰人们的一大难题是如何确定由地球自转导致的与时间精确测量值直接相关的经度。由于地球每天旋转360°，因而4s的守时偏差会导致1/60°的位置误差，它相当于赤道处的1nmile（海里）（或1.852km）。当时，经度问题非常严重，以至于人们提出若干种更为精确的经度测定方法。

1714年，在前往西印度群岛的6周旅程中，英国政府分别为偏差为60nmile、40nmile和30nmile的经度确定方法奖励1万、1.5万和2万英镑。诸如艾萨克·牛顿和爱德蒙·哈雷提出并推广了天文方法的使用，即用于时间确定的可预测天文事件。

相对于恒星或木星黄道的“月球距离”就是遵循了这一理念。精度足够高的计时器的发明解决了这一问题，并使得天文方法变得无关紧要。1761年，约翰·哈里森于1759年建成的H.4航海天文钟，在前往牙买加的5周旅程中，时间偏差为5s。

所有依赖于目测的方法都要求通视。如此一来，就将这些方法的可用性限制在一天的某个时间段或要求有良好的天气条件。19世纪末，无线电波的发现，开启了无线电导航领域的大门。无线电信标充当了人造地标的角色。无线电频段提供了可见光之外的传播范围。取决于工作频段，无线电波可以穿透云层或雾层，甚至会像地面波那样传播很长一段距离，这解决了传播范围问题，即使对于地面无线电导航系统来说也是如此。如今，卫星导航系统能够覆盖全球，精度变化范围为几米。但是，一些定位原理仍然与传统地标或天文导航原理相同。

特别需要指出的是，存在着一些用于确定无线电波到达角（Angle of Arrival，AOA）的角量法。如今，无线电导航主要基于无线传播时间测量值，通过采用这

种方法，传播速度（光速）的知识提供了与无线电信标相关的距离测度方法。

近年来，针对消费类应用的精确卫星导航以及芯片组和导航接收机的民间可用性形成了导航市场迅猛发展的基础。这个市场增长表明，位置信息的可用性将会在当前和未来的移动信息系统中发挥越来越重要的作用。

人们能够以多种方式，来利用用户或移动终端（Mobile Terminal，MT）的位置信息。针对消费者和专业市场的导航服务可能是定位系统最知名的应用。人们将此类服务划分为如下类型：

1. 定位：仅用于确定人员或物体的位置。
2. 跟踪：监视人员或物体的运动。
3. 导航：从起点到终点的路由和引导。

这些类型是根据辅助信息和相互依存越来越广泛的应用来列举的。作为实例，跟踪不仅需要目标位置的确定信息，而且通常还要结合该目标的运动历史和运动预测信息，以实现对目标轨迹更为精确的估计，而不是根据独立序贯位置测量值来实现跟踪目标。例如，地图可以提供与环境（尤其是交通基础设施）有关的附加信息。

这些信息支持路线规划，它与精确定位以及跟踪一起，是导航应用的核心。移动通信设备具有越来越强大的定位能力，它使得移动设备的信息变得无处不在。将定位和通信功能集成于单一通信设备中，使得位置应用和服务飞速增长。

服务提供商和终端用户不是从定位信息增值服务中受益的唯一群体。即使网络运营商，也能够充分利用移动设备的知识。对于无线通信来说，频谱是一种极其宝贵的资源，其可用性是不可或缺的。移动通信设备的位置信息支持通过资源管理、越区切换或路由过程的优化，来实现对通信资源的高效利用。

通信系统的算法，如将移动终端的位置信息考虑在内，以实现无线资源或位置和上下文感知服务分配的最优化，这是一个用于证明通信系统不同层中精确定位价值的典型实例。图 1.1 给出了一个简单实例，说明了位置信息的增值服务。移动终端穿过宏小区基站 BS_1 以及微微热点小区或毫微微热点小区 BS_2 所覆盖的环境。

热点小区，可能是无线局域网（Wireless Local Area Network，WLAN），它所提供的数据速率 d_2 比更大宏小区提供的数据速率 d_1 更高。在运动轨迹的 A 位置上，移动终端知道所处的热点，并启动切换过程。该过程需要花费一些时间，且在此期间，移动终端移至热点小区直到位置 B，但无法获得更高的数据速率 d_2。在从位置 B 到位置 C 的运动过程中，可以利用数据速率 d_2，直到移动终端离开热点覆盖区域。

由于热点的规模较小，这一过程可能会发生得很快，因而对于无缝切换回宏小区的过程来说，时间并不充分。这一切换过程在位置 D 处完成。因切换时延导致的吞吐量浪费程度取决于与移动终端速度相关的热点小区大小。与移动设备和热点区域相关的信息使我们能够预测热点小区的进入和退出，并支持我们提高吞吐量。

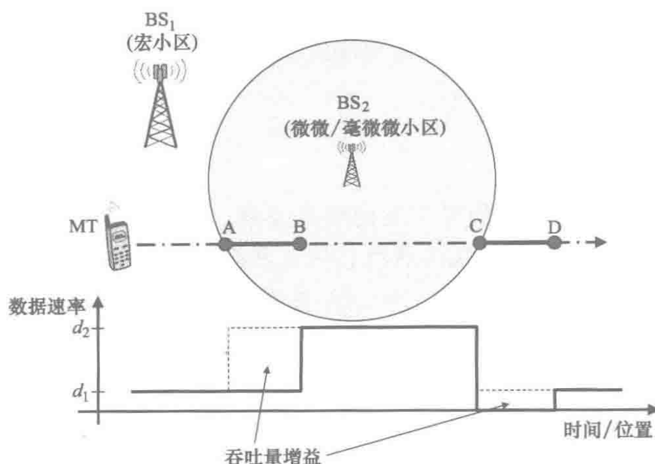


图 1.1 实例：切换过程

虽然地面通信系统不是主要设计用于定位的，但是我们可以使用该系统来获取无线接入网（Radio Access Network，RAN）中移动终端的位置信息。与定位系统相比，接收端传输信号的主要部分是未知的，该信号部分是从发射端到接收端传输的信息。

然而，当前的无线通信系统规定了众所周知的称为导频的信号分量，它可用于接收端，以实现同步和信道估计的目标。与定位系统类似，这些信号分量可用于传播定时测量值和定位信息。如前所述，此类系统主要被设计用于通信。这里，定时精度要求（特别是同步要求）通常比定位精度要求低。

本书重点关注用于定位的地面无线通信系统应用。在下一章正式讨论这一主题之前，我们对现有无线电定位系统和对定位系统至关重要的工作环境进行简要介绍。

1.1 地面定位系统

在卫星定位系统出现之前，从地面站发送的无线电信号可用于定位用途。地面定位系统面临的一大挑战是在特定约束条件下，如何实现足够高的覆盖率和精度。构建密集的地面无线电信标网络要么成本昂贵，要么根本无法实现（如在公海区域）。特别是对于海上定位来说，显而易见，用于无线电定位的发射机必须覆盖相对广阔的区域。

长波无线电频段内辐射的信号非常适于覆盖较大区域。信号主要依靠地波进行传播，也就是说，电磁波沿着地球表面进行传播。这使我们能够根据传播时间来测量其传播距离、用于测距的重要参数等基础的可测量信号值。这与短波频段形成鲜明对比，在这一频段中，信号在全球范围内以天波形式进行传播。

天波在电离层和地球表面之间被反射多次，这主要取决于电离层特性。然而，这些反射难以预测，且可靠的测距是无法实现的。因此，地面广域无线定位系统工作于长波频段（30～300kHz）。

1.1.1 DECCA

DECCA 是由英国 Decca 公司开发的导航系统，该系统在第二次世界大战期间得以部署，主要部署在沿海地区的北海，用于实现海上导航。盟军需要一种用于精确登陆作战的系统。1944 年 6 月，DECCA 首次应用于诺曼底登陆战役。在登陆日的前一天，第一个 DECCA 站开始工作。二战后的 DECCA 民事应用主要体现在渔船或航空领域。2000 年春，DECCA 系统关闭。

DECCA 定位系统是由大量站点组成的，这些站点形成了所谓的链。链通常是由 1 个主站、3 个从站（用术语分别表示为“红”、“绿”、“紫”）构成的。在几何学上，从站位于等边三角形的顶点，主站位于该三角形的中心。

主站与从站之间的距离（即基线长度）约为 20～60nmile。每个站点能够发送连续波信号。接收机将主、从信号的相位差进行比较。主、从站位置处双曲线的焦距分别描述了等价信号相位差的位置。我们可以将与 3 个主从对（“红”、“绿”、“紫”）相关的 3 种双曲线模式画在海图上。由相位差测量值得到的双曲线交点可以提供位置估计值。

对于 4 个站点（1 个主站、3 个从站）使用相同频率来发送连续波的情形，这是不可取的。在这种情况下，接收端的信号是不可分离的。因此，对于简单的信号分离，站点使用不同的频率。为了提供波形的简单相位关系，必须合理选择链中各站的工作频率。

为此，每个站点采用相位同步方案，其工作频率是标称频率 f_0 的倍数。人们将标称频率分配给某个链，因而能够提供该链的识别方法。主站和从站所使用的谐波分别是 $6\times f_0$（主站）、$5\times f_0$（“紫”从站）、$8\times f_0$（“红”从站）和 $9\times f_0$（“绿”从站）。典型工作频率为 70～130kHz。这种双曲线定位方法与到达时间差（Time Difference of Arrival，TDOA）原理密切相关，我们将在下一章中对其进行介绍。

DECCA 系统白天的覆盖半径大约为 400nmile（740km），夜间的覆盖半径降低到 200～250nmile（460km）。DECCA 系统的精度取决于双曲线的交角、仪器误差、传播误差（如因天波传播而导致的传播误差）以及航线宽度。需要注意的是，相位差仅在 360°范围内是可测的，原则上这会产生歧义。所谓的航线是指对应于类似相位差的位置距离。白天的误差变化范围从基线的几米到覆盖范围边缘的 1nmile。

1.1.2 LORAN

首个 LORAN（Long Range Navigation，远程导航）系统是由美国海军在第二次

世界大战期间发起的。它被称为LORAN-A，用于为太平洋和北大西洋区域中的船舶和飞机提供全天候导航服务。其扩展方案——LORAN-B止步于试验阶段。1957年，LORAN-C投入使用。自1958年以来，美国海岸警卫队一直使用LORAN-C系统。

1974年，美国决定逐步淘汰LORAN-A系统，并将LORAN-C用作美国及阿拉斯加沿海水域的主要导航系统。LORAN-C站点位于世界各地，覆盖了北太平洋、北大西洋、北海、波罗的海、红海、波斯湾等地。苏联开发了一种名为Chayka的类似内陆导航系统。

与DECCA类似，LORAN-C是以“链”的形式进行组织的，它包含1个主站和2~5个从站，这些从站相隔数百公里。与DECCA形成鲜明对比，LORAN-C发送由固定方案调度的脉冲组。对于主站和从站的识别，来自不同站点的脉冲以固定时延进行发送。可以对这些发射时延以及脉冲组重复间隔进行选择，以确保信号不会在任何位置上发生重叠。LORAN-C信号以100kHz载波频率进行传输，覆盖范围可以达到大约1000km。

图1.2给出了LORAN-C信号。正如参考文献［LOR 1994］所指出的，在第一个65μs内，100kHz载波的脉冲幅度迅速增大。其后缘在很大程度上取决于发射站点或设备，可以对后缘进行控制，以满足频谱需求。然而，在500 μs后，脉冲幅度分别降至峰值幅度的0.14%（第1类）和1.6%（第2类）。LORAN-C接收机能够确定传播时差。

与DECCA一样，LORAN-C是一种双曲线（TDOA）方法。地面电磁波的传播速度取决于地球表面的特性。为了实现绝对理想的定位精度，必须将这些附加二次因子（Additional Secondary Factor，ASF）考虑在内。良好接收机的精度可达到10m左右。如果不进行ASF修正，则定位精度变化范围为几百米。

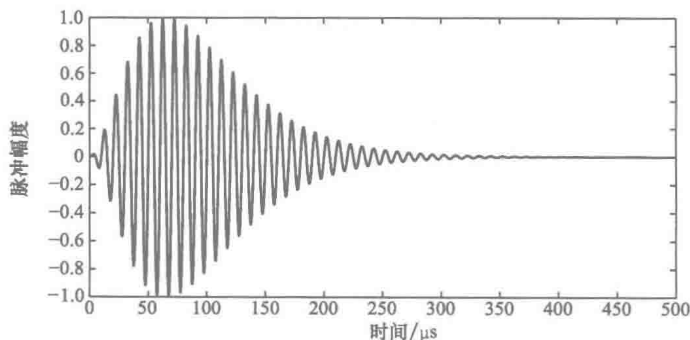


图1.2 LORAN-C脉冲

1.1.3 OMEGA

OMEGA无线电导航系统部署的时候，此时另一个卫星定位系统——TRANSIT

处于运行状态，且 GPS 计划已经存在。正是由于这个原因，人们将其看作是最后一个地面定位系统，因而以希腊字母表中最后一个字母来命名。在 1968～1997 年期间，人们使用该系统来实现全球覆盖范围内的船舶和飞机定位。

8 个 OMEGA 站（A，B，…，H）分布于全球各地：（A）挪威的阿尔拉岛；（B）利比里亚的蒙罗维亚；（C）美国夏威夷的俳句；（D）美国北达科他州的拉穆尔；（E）印度洋的留尼旺岛；（F）阿根廷的新湾；（G）澳大利亚；（H）日本的对马岛。这些站点在甚低频（Very Low Frequency，VLF）频段（10～14kHz）发射信号。VLF 频段内的电磁波能够穿透海水，这意味着 OMEGA 系统也适用于潜艇导航。发射机覆盖半径可达 10000nmile（18500km）。由于覆盖范围广阔，因而站间距离可能会长达 5000～6000nmile（9300～1100km）。

8 个 OMEGA 站点采用固定适时的方案提供的频率来传输载波。传输周期为 10s。每个站点依次发送 4 种所谓的常见频率（10.2kHz、11.05kHz、11.33kHz 和 13.6kHz），此外第 5 种频率是单一站点所特有的。OMEGA 接收机能够对相位差进行测量，因而这是一种双曲线定位方法。通过接收来自 3 个站点的信号，OMEGA 接收机能够将位置确定在 4nmile（7.4km）的范围内。

1.2 卫星定位系统

每当谈论定位系统时，人们通常首先会想到美国国防部空军负责运作和维护的全球定位系统（Global Positioning System，GPS）。全球定位系统可能是目前最知名的、最具代表性的全球导航卫星系统（Global Navigation Satellite System，GNSS）。

但是，还有一些正在运行的其他卫星定位系统，如俄罗斯格洛纳斯导航卫星系统（Global Navigation Satellite System，GLONASS）或中国的北斗系统。目前，已规划或建设的卫星定位系统包括欧洲伽利略系统、中国北斗（或北斗-2）、印度区域导航卫星系统（Indian Regional Navigational Satellite System，IRNSS）和日本准天顶卫星系统（Quasi-Zenith Satellite System，QZSS）。第一个基于空间的定位系统是美国的交通系统。该系统的开发始于 1958 年，在 1964～1996 年期间处于工作状态。

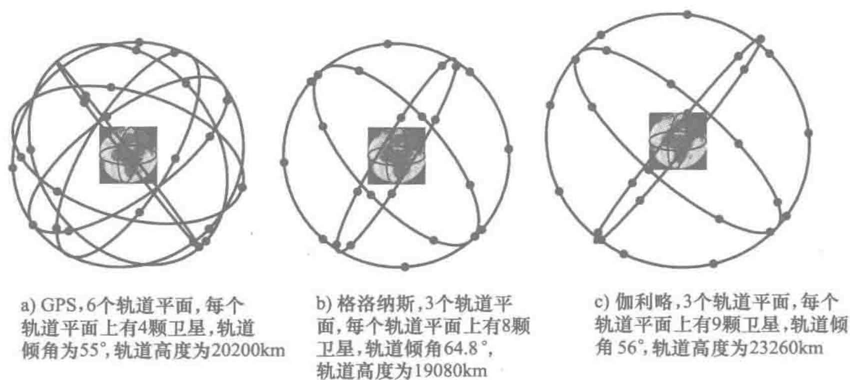
卫星定位系统的前身是地面定位系统，如 LORAN、DECCA 或 OMEGA。与空间定位系统类似，这些系统主要设计用于定位用途，并应用了相关的位置确定原理。最基本的原理是无线电信号传输，即接收机可用于提取并估计与其相对于发射机的位置相关的特性。特别是，这些无线电信号的传播时间或时差可用于提取距离和位置。

空间部分（或者简单称之为卫星）是卫星导航系统的一个重要组成部分。对于空间导航系统来说，卫星轨道的选择取决于如卫星的能见度、覆盖范围、功率、发射成本等信息。高度小于 2000km 的近地轨道（Low Earth Orbit，LEO）所需的发射成本和发射功率较低。

不过，对于每个轨道来说，大约每过 10min，才能看到一颗 LEO 卫星。因此，要实现全球覆盖，所需的卫星数较多。大气对此类卫星的影响也比较显著，这会导致卫星轨道的扰动现象。另一方面，高度为 36000km 的地球静止轨道（Geostationary Orbit，GEO）提供了一种静态卫星能见度，但所需的发射功率和发射成本较高。

由于 GEO 位于地球赤道上方，因而在赤道地区，仅需少量卫星即可实现良好的覆盖。然而，在高纬度地区，覆盖效果差强人意。诸如 GEO 的地球同步轨道（Geosynchronous Orbit，GSO）的轨道时间为 24h。根据其倾角和偏心率，他们可以提供区域性足迹，但能够覆盖高海拔地区。

作为一种理想折中，三种主要的卫星导航系统——GPS、格洛纳斯和伽利略的卫星运行于中地球轨道（Medium Earth Orbit，MEO）。这些系统之间的轨道数目和分布以及各轨道内的卫星数目不尽相同。图 1.3 显示了忠实于原比例的 GPS、格洛纳斯和伽利略的轨道。除了卫星星座，对于 GNSS 可以实现的精度来说，详细的参数发挥着非常重要作用。表 1.1 对 GPS、格洛纳斯和伽利略的基本属性进行了比较。



a) GPS，6个轨道平面，每个轨道平面上有4颗卫星，轨道倾角为55°，轨道高度为20200km

b) 格洛纳斯，3个轨道平面，每个轨道平面上有8颗卫星，轨道倾角64.8°，轨道高度为19080km

c) 伽利略，3个轨道平面，每个轨道平面上有9颗卫星，轨道倾角 56°，轨道高度为23260km

图 1.3　忠实于原比例的 GNSS 卫星轨道

表 1.1　全球导航卫星系统的比较

	GPS	格洛纳斯	伽利略
卫星数	24	24	30
轨道数	6	3	3
轨道半径	26560km	25440km	29620km
轨道时间	11h 58min	11h 55min 40s	14h 5min
倾角	55°	64.8°	56°
复用方式	CDM	FDM	CDM
代码类型	Gold 码（C/A）	M 序列（C/A）	分层码
代码长度	1023（C/A）	511（C/A）	4092 ~ 10230
码片速率	1.023Mchip/s	0.511Mchip/s	1.023 ~ 10.23Mchip/s
导航消息长度	12min 30s	2min 30s	10 ~ 12 min
调制方式	BPSK	BPSK	BOC、BPSK

三大卫星导航系统——GPS、格洛纳斯和伽利略使用到达时间（Time of Arrival，TOA）原理来实现定位的目标。该原理需要发射端具备稳定和同步的时钟，它一般可通过卫星板载的原子钟来实现。根据所接收的信号，接收机计算出空间的3个坐标，并将导航系统时间作为第4维。在位置和时间方面，存在4个未知变量，可使用4个方程来确定。在每个方程的背后，存在传播时间变量，或等价为与卫星之间的距离测量值。因此，要进行定位，需要看到至少4颗卫星。

1.2.1 GPS

全球定位系统，正式名称是导航卫星定时和测距—全球定位系统（Navigational Satellite Timing and Ranging-Global Positioning System，NAVSTAR-GPS），是一种由24颗卫星构成的空间定位系统。它由美国国防部开发，因而是一种军事系统，但也可以用于民事领域。全球定位系统（GPS）的发展始于1973年，首颗GPS卫星于1978年发射。1993年，在轨的24颗卫星形成“初始作战能力”。1995年12月，系统形成“全面作战能力（Full Operational Capability，FOC）”。GPS架构定义了三大主要实体，即空间段、控制段和用户段。

1.2.1.1 空间段

空间段包括在轨的GPS卫星。最初，GPS使用3个轨道平面，每个轨道平面上有8颗卫星。后来，GPS变为6个轨道平面，每个轨道平面上有4颗卫星。轨道的倾角为55°，6个轨道在地球周围形成均匀分布，进而导致每个轨道之间的夹角（右升角）为60°。在轨道平面内部，4颗卫星的位置分布不均匀。轨道高度为20200km，从而使得轨道时间长达半个恒星日。因此，卫星的地面轨迹周期为一（恒星）日（23h 56min）。图1.3a以真实比例给出了GPS轨道和卫星位置的快照。

在开发阶段，从1978~1985年，美国先后发射了10颗卫星（称为Block I卫星）。这些卫星的下一代是模型类型Block-Ⅱ和Block-ⅡA。1989年2月，美国开始了这一代卫星的首次发射。直到1996年，共有9颗Block-Ⅱ和18颗Block-ⅡA（“A”代表“高级”）卫星进入预定轨道。此后，Block-ⅡR/Block Ⅱ-M（“R”、“M”分别表示“替代”、“现代化”）已相继对系统进行了补充或替代旧的卫星类型。Block-ⅡF（“继任者”）是下一代卫星。不同时代的卫星为民用和军用的传输信号提供了有益的补充，并实现了传输信号的现代化。

1.2.1.2 控制段

GPS卫星是由位于美国科罗拉多州科罗拉多泉附近的施里弗空军基地的主控站（Master Control Station，MCS）进行控制的。主控站的任务是：

- 监控卫星轨道；
- 监控卫星状态（“卫星健康状况”）；
- 维护系统时间；
- 实现卫星时钟的同步；

- 预测和更新卫星轨道模型（星历）；
- 更新卫星导航消息；
- 执行路径修正飞行，以保持轨道和重定位卫星。

监测站分布在全球各地：夏威夷、夸贾林环礁、阿森松岛、迪戈加西亚、科罗拉多泉和卡纳维拉尔角。MCS 通过 S 波段（2～4GHz）的地面天线进行通信，这些天线与大多数监控站同址。MCS、监控站和地面天线构成 GPS 系统的控制段。

1.2.1.3 用户段

我们将用于接收和处理卫星信号的设备称为用户段。与通信类似，GPS 接收机首先必须捕获射频（Radio Frequency，RF）信号，并将其转换为基带信号。然后，必须将来自几个卫星的信号分开。对于每颗卫星，必须完成信号定时和多普勒测量过程。定时精度直接影响到接收机的定位精度。

为了获得卫星的轨道数据，必须对导航消息进行接收、检波和解码。最后，基于定时测量值和所接收的导航数据，计算出位置、速度和系统时间。在 20 世纪 90 年代末，人们很少安装导航接收机，且该接收机价格昂贵。电子领域系统集成度的提高导致设备越来越小，价格越来越便宜，且计算能力越来越强大。这使得一台设备除了可以提供纯计算功能之外，还可实现基于位置的应用。如今，在大众市场中，我们可以将 GPS 芯片组集成在 PDA（Personal Digital Assistant，个人数字助理）和手机中。

1.2.1.4 信号和载波

全球定位系统（GPS）由超过 24 颗卫星构成，这些卫星必须广播其导航信号。因此，这些信号必须以适当方式共享可用的无线电资源，以便在接收端能够将它们分离开来。为了达到这一目的，可以采用码分复用（Code Division Multiplexing，CDM）技术，该技术用到了伪随机噪声（Pseudo Random Noise，PRN）。在 GPS 中，指定了两种不同类型的代码，即 C/A（Coarse/Acquisition，粗捕获）和 P/Y（Precision/Encryption，精加密）码。在 C/A 是长度为 1023 个码片的 Gold 序列（参见文献 [Gold 1967]）。C/A Gold 序列是由两个 10 位线性反馈移位寄存器（Linear Feedback Shift Register，LFSR）的二进制序列通过模 2 加运算来构建的：

$$G_1(x) = 1 + x^3 + x^{10}$$

$$G_2(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^6 + x^8 + x^9 + x^{10}$$

可以选择两个分量序列之间的相移，以使得 C/A Gold 序列同时具备良好的自相关和互相关特性。良好的自相关对于精确定时测量是非常必要的，而互相关用于确定正交性，即从不同卫星发送来的代码间产生的干扰。C/A 序列的持续时间为 1ms，从而导致码片速率达到 1.023Mchip/s。

利用光速（$c \approx 3 \times 10^8 \text{m/s}$），可以计算出 C/A 序列的长度为 $1\text{ms} \times c \approx 300\text{km}$，进而得到码片长度约为 300ms。一方面，C/A 码（顾名思义）是专门用于 P/Y 码的粗捕获，因为考虑到 P/Y 码的长度，它是难于捕获的。另一方面，C/A 码是公

开可用的，因为其文档是可访问的。

P/Y 码的周期是 1 周。P/Y 码是更长 PRN 序列（每 266 天的长度约为 2×10^{14} 个码片）的片段。P/Y 码的码片速率为 10.23Mchip/s，它是 C/A 码的 10 倍。P/Y 码由公开记录的 P 码和 Y 码构成，且 Y 码是保密的。Y 码部分可以按需开启或关闭。从 1994 年起，Y 码开始永久开启。

卫星位置是接收机必须知道的重要参数之一。在 GPS 中，这些数据是作为二进制编码的导航信息由卫星进行传输的。在二进制域中，数据比特流采用模 2 加运算对 C/A 和 P/Y 码序列进行调制。导航消息的比特持续时间为 20ms，它与 50bit/s 的数据速率相关。基于这一选择，每个比特包含了 20 个 C/A 码序列。大约需要 12.5min 来传输整条导航消息。在导航消息中，重要星历和时钟参数数据的重复周期为 30s。

GPS 采用 L 波段（1～2GHz）中的若干个载频（L1～L5）来传输导航信号，该信号是由 PRN 码（C/A 和 P/Y）构成的。如前所述，PRN 码是由导航消息进行调制的。导航信号被调制到使用二进制相移键控（Binary Phase Shift Keying，BPSK）的载波上。下面的 L 波段载波分别计划用于：

- L1（1575.42 MHz）：同相：P/Y 码；正交：C/A 码。
- L2（1227.60 MHz）：同相：P/Y 码。
- L3（1381.05 MHz）：用于承载军事信号，该信号能够辅助检测诸如导弹发射或核爆炸等高能量红外事件。
- L4（1841.40 MHz）：研究用于实现额外的电离层修正目的。
- L5（1176.45 MHz）：计划用于民用生命安全信号的传输。

尽管是公开可用的，但是 GPS 主要是一种军事系统。因此，从精确定位服务的角度来看，有必要排除非授权用户，这些用户是潜在的军事敌人。在开发阶段，C/A 码的性能竟然是出奇地好。于是，采用 Block-II 卫星，C/A 码的定位性能被人为降低。究其原因，是 C/A 码的码片时钟中增加了人工抖动。我们将这一特征称之为选择可用性（Selective Availability，SA）。当 SA 开启时，可以实现约 100m 的定位精度。随着 2000 年 SA 的关闭，GPS C/A 码的定位精度提高到 10～15m。

1.2.2 格洛纳斯

格洛纳斯系统是俄罗斯在美国的 GPS 之前开发的。冷战时期，作为华沙条约集团的主要国家，苏联有建立类似 GPS 的系统的需求，以支持精确导航（主要是军事用途）。格洛纳斯系统的开发始于 1972 年。10 年后的 1982 年，第一颗格洛纳斯卫星发射。到 1995 年，系统已包含了多达 26 颗在轨运行卫星。

此后，到 2002 年时的卫星数量逐步减少为 7 颗。目前，在轨运行卫星有 24 颗。全运行状态需要 24 颗卫星，其中 3 颗是备用卫星。格洛纳斯卫星均匀分布在全球 3 个不同的 MEO 上，倾角为 64.8°（见图 1.3b）。

在每个轨道上，均匀分布有 8 颗卫星，也就是说，相邻卫星的距离是 45°。这些轨道的高度大约为 19100km，因而轨道时间约为 11h 15min。这是一个恒星日的 8/17。因此，卫星的地面轨迹周期约为 8/17 个（恒星）日。卫星星座提供了全球覆盖。与 GPS 不同，格洛纳斯通过使用不同的载波频率（参见文献［GLO 2002］），来对不同卫星发射的信号进行分离。我们将这种方法称为频分复用（FDM）。不同载波 L1 和 L2 分别为

$$\mathrm{L1}: f_{\mathrm{L1}} = 1602 + k \times 0.5625\,\mathrm{MHz}$$

$$\mathrm{L1}: f_{\mathrm{L2}} = 1246 + k \times 0.4375\,\mathrm{MHz}$$

式中，$k = -7, -6, \cdots, 13$ 是信道编号。每颗格洛纳斯卫星发送相同的序列。与 GPS 中的情形一样，格洛纳斯系统存在一个 C/A 码和 P 码。C/A 码是一个最大长度序列（M 序列），它由线性反馈移位寄存器产生，且反馈多项式为

$$G(x) = 1 + x^5 + x^9$$

C/A 码长度为 511 个码片，且采用 511kchip/s 的码片速率进行传输。因此，序列长度为 1ms。导航消息采用 50bit/s 的数据速率进行传输。与 GPS 类似，格洛纳斯 P 码的码片速率是 C/A 码的 10 倍。

1.2.3 伽利略

伽利略是由欧盟（European Union，EU）发起、欧洲空间局（European Space Agency，ESA）协调的民用卫星导航系统。伽利略系统包含了 3 个位于 MEO 面上的 30 颗卫星。轨道均匀分布在地球上，右升角为 120°。每个轨道上有 9 颗卫星，每颗卫星之间相隔 40°。每个轨道上都有一颗处于非活跃备用状态的卫星。轨道的高度为 23260 km，从而导致轨道时间为 14h 5min。我们将从伽利略卫星发射出的卫星信号分别称为 E1、E6 和 E5（其子信号为 E5a 和 E5b）。这些信号都位于 L 波段。

图 1.4 给出了相对于 GPS 中 L1、L2 和 L5 信号的频谱配置情况。E1 和 E5 的全部规范在参考文献［Gal 2010］中是公开可用的。与 GPS 类似，针对从不同卫星发送的导航信号，伽利略采用码分复用技术来进行处理。这些测距码是伪随机数（Pseudo Random Number，PRN）序列。它们可以通过线性反馈移位寄存器（LFSR）进行定义。

基于 LFSR 的代码是通过对两个 M 序列进行组合生成的。对于 LFSR 来说，通过使用不同的初始启动值可以实现 50 个不同的代码。此外，还存在一些优化的 PRN 序列，参考文献［Gal 2010］对此进行了详细说明。由于这些代码序列必须被保存在内存中，因而我们通常将此类代码称为存储码。这些 PRN 码代表了分层码生成的主代码。

对于这种构建方法，每个主（二进制）码序列与次码序列的二进制码片值相乘。这样，次码的码片长度等于主码的序列长度。次码是存储码，参考文献［Gal

2010］同样对此进行了详细说明。E6 信号的测距码不属于该文档的主题。表 1.2 归纳了免费提供的伽利略信号不同测距码的码长和码片速率。

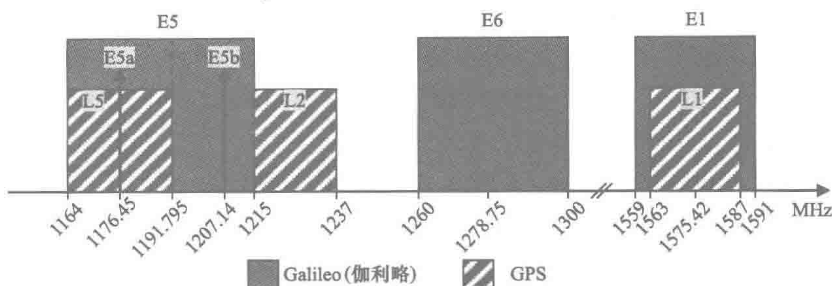


图 1.4　全球导航卫星系统（GNSS）的信号频谱

表 1.2　伽利略测距码的长度和码片速率

信号分量	分层码长/ms	主码码片速率/(Mchip/s)	码长/码片数	
			主码	次码
E5a-I	20	10.23	10320	20
E5a-Q	100	10.23	10320	100
E5b-I	4	10.23	10320	4
E5b-Q	100	10.23	10320	100
E1-B	4	1.023	4092	N/A
E1-C	100	1.023	4092	25

1. E1（1575.42 MHz）

E1 信号是由两个信号分量构成的，我们称其为 E1-B 和 E1-C。E1-B 承载 F/NAV 消息，而 E1-C 是一个导频分量。调制方式是复合二进制偏移载波（Composite Binary Offset Carrier，CROC）。这里，采用 BPSK 调制方式的 E1-B 和 E1-C 芯片可以通过一个二进制序列（子载波）得到进一步扩展，其速率是子载波速率的 6 倍（即 6.138Mchip/s）。E1 信号支持生命安全、系统完整性以及开放服务。E1 信号的接收端参考带宽为 24.552MHz。

2. E5a（1176.45MHz）

E5a 信号是 E5 信号的一部分，并与 GPS L5 信号在频谱上有重叠。它包括一个数据部分 E5a-I，E5a-I 在 E5a 的同相分量中传输，且承载 F/NAV 消息。正交分量 E5a-Q 承载着一个未进行过任何数据调制的导频序列。E5a 信号的接收机参考带宽为 20.46MHz。

3. E5b（1207.14MHz）

E5b 信号是 E5 信号的第二部分。它包括一个数据部分 E5b-I，E5b-I 在 E5a 的同相分量中传输，且承载 I/NAV 消息。正交分量 E5b-Q 承载着一个未进行过任何

数据调制的导频序列。E5b 信号的接收机参考带宽为 20.46MHz。

4. E5

信号 E5 由 E5a 和 E5b 两部分构成。调制方式是交替二进制偏移载波（Alternative BOC，AltBOC），我们可以将其描述为具有状态转换限制条件的 8-PSK（相移键控）调制。E5 信号的接收机参考带宽为 51.15 MHz。

5. E6（1278.75MHz）

E6 信号是由称为 E6-B 和 E6-C 两个信号分量构成的。至于 E1，我们可以将这些信号部分调制到同相分量上。与 E1 相比，调制方式为 BPSK。E6-B 部分承载 C/NAV 消息，而 E6-C 是导频信号。E6 信号的接收机参考带宽为 40.92MHz。

这里介绍的伽利略信号承载着不同的导航消息。存在着 3 种支持不同服务的不同类型的数据格式：

6. F/NAV

该导航消息支持自由访问的开放式服务。其载波是 E5a-I 信号分量。一个消息帧长度为 600s，且承载着卫星的星历和历书，以及时钟校正和电离层修正数据。

7. I/NAV

该消息承载着系统完整性信息，且支持生命安全服务。此消息的载波是 E5b-I 和 E1-B 信号。消息帧长度为 720s。

8. C/NAV

这是商用导航消息。此消息的载波是 E6-B。在空间接口控制文档 [Gal 2010] 中，C/NAV 数据格式不是伽利略信号的一部分。

1.3 GNSS 增强系统

导航卫星发射信号（也就是电磁波形），其结构对于接收机来说是已知的。原则上，它允许我们对这些信号从卫星到导航接收机的传播距离进行测量。这些传播时间测量值是计算接收机位置的基础。存在着若干种误差来源。基本上，我们可以将这些误差划分为两种类型：

（1）随机发生误差：此类误差通常表现出相关性或统计相关性较低。例如，热噪声是此类误差的一个实例。对若干次测量值进行平均值计算，是解决此类误差的一种策略。

（2）系统误差：此类误差通常表现出多个维度（如位置和时间）的高相关性。

我们可以利用系统误差的相关性来解决（或至少减小）这些误差。显而易见，导航卫星中的时钟误差是系统性的。在特定时段内，所有导航接收机的系统误差是相等的，也就是说，存在着较强的位置和时间相关性。

电离层是系统误差的另一个来源。电离层是大气层最高的部分，其最低高度大约为 80km，且最终衰落到行星际空间。它包含自由电子、带电原子和分子。这种

离子化过程主要是由太阳紫外线辐射造成的。

自由电子和离子严重影响到电磁传播速度（即光速）。但是，在计算导航接收机与卫星之间的距离时，这一参数是必需的。不考虑电离层信号时延会导致数百米范围内的定位误差。通常情况下，电离层时延问题可通过建立恰当的预测模型或者使用多频率接收机来解决。

然而，残差仍然存在。显而易见，这些误差拥有局部相关性，因为一定区域内从卫星到接收机的电磁波穿过电离层的相同部分。

系统误差可以由基准站进行测量，并报告给导航接收机。这属于增强系统原理。下面，我们将简要介绍这种增强系统，并区分诸如作为基于地面的增强系统（Ground Based Augmentation System，GHAS）的典型代表——差分全球导航卫星系统（Differential Global Navigation Satellite System，DGNSS）等位置系统和诸如欧洲同步卫星导航覆盖服务（European Geostationary Navigation Overlay Service，EGNOS）或美国广域增强系统（Wide Area Augmentation System，WAAS）等基于空间的增强系统（Space Based Augmentation System，SBAS）。这些系统提供了更加广阔的覆盖范围。

1.3.1　差分全球导航卫星系统（DGNSS）

不同应用对定位精度的要求存在很大的不同。对于开阔区域的导航应用来说，数十米的精度就足够了，如公海上的海运航行或飞机沿途引导。针对此类应用，GNSS 定位本身是非常合适的。对于米及更高的精度要求，DGNSS 方法支持我们进一步降低系统误差。

对于那些彼此足够靠近的导航接收机来说，定位误差的某些部分是非常类似的。此外，它们随时间变化不太明显。这就是我们先前所称的位置和时间相关性。我们可以通过减去一个由 DGNSS 参考站提供的系统误差估计值，将这些时空相关性应用于 DGNSS 接收机。

图 1.5 给出了 DGNSS 原理。可以通过计算平均值，来降低零随机发生误差（如由热噪声引起）的平均值。由于 DGNSS 基准站是固定的，求均值可能需要较长时间来完成，因而支持我们能够显著减小此类误差。简单起见，我们假设图 1.5 中的此类误差为 0。



图 1.5　DGNSS 原理

我们假设 DGNSS 基准台的地面实际位置是精确已知的。基准站处的 GNSS 接收机还对该站的位置进行了估计。最有可能的是，与地面实际位置相比，估计位置会存在一定的偏差。这种差异主要是由系统误差导致的，在 DGNSS 基准站附近的 GNSS 接收机处，这些系统误差是相同的。从 DGNSS 基准站处的位置估计值中减去地面实际位置值，即可得到基准站处的误差矢量 e_{RS}。

该误差矢量可通过适当的数据链路传输到基准站周边的可用 DGNSS 接收机处。由于时空相关性 $e_{RX} \gg e_{RS}$，因而从 DGNSS 接收机处的位置初始估计值减去 e_{RS}后，剩余的系统误差大大降低，有 $e = e_{RX} - e_{RS} = 0$。

因为构建上的差异，e_{RS}的估计误差直接影响到最终位置的估计精度。因此，基准站处 e_{RS}中的随机误差项应尽可能地减小。

1.3.2 广域增强系统（WAAS）

美国广域增强系统是一种基于卫星的增强系统，用于提高 GPS 的精度、完整性和可用性。1994 年，美国交通部（Department of Transportation，DOT）和联邦航空管理局（Federal Aviation Administration，FAA）着手开发广域增强系统（WAAS）。最初目标是提供与 I 类仪表着陆系统（Instrument Landing System，ILS）相当的精度。

C/A 的选择可用性关闭后，这会人为地降低定位精度，因而电离层信号时延效应仍然是误差的主要来源。WAAS 提供校正数据，从而支持我们能够显著减小误差。说明书要求规定，在 95% 的时间内，定位精度为 7.6m。测量结果表明，在美国、加拿大，以及阿拉斯加的大部分地区，水平精度约为 1m，垂直精度约为 1.5m。

该系统的另一项任务是检测 GPS/WAAS 网络的误差。例如，这些错误的信号具有误导性，因而具有潜在的安全风险。WAAS 旨在警告用户在 6.2s 内的完整性问题。

WAAS 由北美和夏威夷基准站网络构成。需要对来自于这些地面站的测量值进行处理，以获得偏差修正值。经由主站，可以将这些值路由到地球静止轨道卫星，这些卫星再将这些值广播回地球。

我们可以采用类似 GPS 的调制方式在 L1 频段内来传输 WAAS 信号，也就是说，经过 BPSK 调制后的 C/A 序列，其数据速率为 250bit/s。采用半速率的卷积编码，符号（编码比特）速率可达 500bit/s。这使得接收机的 RF 部分不需要额外开销即可接收这些信号。

支持 WAAS 的 GPS 接收机使用这些校正数据，来改善遵循差分全球导航卫星系统原理的位置估计精度。WAAS 的覆盖区域是北美大陆。表 1.3 列举了用于传输 WAAS 信号的地球静止轨道卫星以及在下面进行简要介绍的 SBAS 系统。

表 1.3 SBAS 卫星

SBAS 系统	卫星	卫星位置	伪随机码数
WAAS	Inmarsat 4-F3	98°W	133
	Intelsat Galaxy XV	133°W	135
	TeleSat Anik F1R	107.3°W	138
EGNOS	Inmarsat 3-F2	15.5°W	120
	Artemis	21.5°E	124
	Inmarsat 4-F2	25°E	126
	SES-5	5°E	136
MSAS	MTSAT-1R	140°E	129
	MTSAT-2	145°E	137
GAGAN	GSAT-8	55°E	127
	GSAT-10	83°E	128

1.3.3 欧洲同步卫星导航覆盖服务（EGNOS）

EGNOS 是针对美国 GPS、俄罗斯格洛纳斯和欧洲伽利略系统的、基于欧洲卫星的增强系统。这是一个由欧盟和欧洲空间局（ESA）合作开发的项目。EGNOS 通过地球同步卫星分发校正数据，且 EGNOS 与美国的 WAAS 和日本 MSAS（Multi-Functional Satellite Augmentation System，多功能卫星增强系统）兼容。

基准站、测距与完好性监测站（Ranging and Integrity Monitoring Station，RIMS）接收来自于 GPS、格洛纳斯和（今后）伽利略卫星的定位信号。这些 RIMS 分布在整个欧洲和北非，从而支持我们能够获得与整个欧洲电离层有关的全面信息。根据 RIMS 提供的数据，4 个主控中心（Master Control Center，MCC）计算卫星轨道的校正数据，以及包含与大气中电子密度相关信息的地图。

上行站、导航地面站（Navigation Land Earth Station，NLES）将这些信息发送到地球静止轨道通信卫星（见表 1.3），通信卫星将免费广播该信息。与 WAAS 类似，EGNOS 器使用 L1 频段和识别码大于 32[1] 的 GPS C/A 码来传输数据。

传输数据集经由 EGNOS 消息服务器（EGNOS Message Server，EMS）通过 FTP（File Transfer Protocol，文件传输协议）来实现和提供，从而支持 GNSS 原始数据记录后处理。由 EGNOS 数据访问服务（EGNOS Data Access Service，EDAS）提供的 RIMS 原始数据量较大，其中 EDAS 属于商用服务。

与 WAAS 类似，EGNOS 主要是针对航空用户设计的，这些用户能够直接、无失真地接收来自于地球同步卫星的信号。然而，在地面上，EGNOS 的使用受到限

[1] 常规 GPS 卫星使用 ID 为 1～32 的 C/A 编码。

制，主要由于地球静止轨道卫星的海拔相对较低。为了解决这一问题，ESA于2002年发布了一种基于互联网的称为SISNeT（Signal-in-space Through the Internet，通过互联网得到的空间信号）的服务（参见参考文献［SIS 2002］）。该服务能够持续将EGNOS数据传送给地面用户。

2005年7月，EGNOS系统初始运行阶段启动。2011年，完成了对生命安全应用的认证（参见参考文献［ESA 2011］）。EGNOS规定的精度优于7m。在实际应用中，精度约为1m，系统可用性大于99%。

1.3.4 多功能卫星增强系统（MSAS）

MSAS是日本依托欧洲EGNOS和美国WAAS开发的系统。两颗地球同步卫星——MTSAT（见表1.3）支持气象和通信服务。从支持GPS那一刻起，这些卫星为日本广播校正和完整性数据。载波频率和调制方式与WAAS和EGNOS类似。

信号采用L1频段来传输，调制方式为BPSK，数据速率（信息位）为250bit/s，从而得到一个500bit/s的卷积编码比特率。我们将识别码为129和137的C/A码分配给MSAS。水平和垂直两个方向上的精度都是1~2m，MSAS的性能与WAAS和EGNOS不相上下。首颗MSAS卫星——MTSAT-1R于2005年2月成功发射，1年后MTSAT-2卫星发射成功。从2007年9月起，MSAS一直处于工作状态。

1.3.5 GPS辅助型静地轨道增强导航（GAGAN）

GAGAN（GPS Aided Geo Augmented Navigation，GPS辅助型静地轨道增强导航）系统支持GPS，能够为印度提供基于卫星的校正信号。其目的是提供一种能够满足飞越印度领空所有阶段要求的导航服务。该系统包括设在新德里、高哈蒂、加尔各答、艾哈迈达巴德、提卢湾安塔普兰、班加罗尔、查谟和布莱尔港的8个基准站。

主控制中心位于班加罗尔。印度政府打算建设自己的区域导航系统——IRNSS。对于印度来说，GAGAN是迈向自主卫星导航系统的第一个技术步骤。2007年，初始“技术演示系统”阶段已经完成。2011年5月，首颗搭载GAGAN有效载荷——GSAT-8的卫星发射成功。接着，第二颗GAGAN卫星——GSAT-10于2012年9月成功发射。

1.4 关键环境

第一步，我们需要定义什么是关键的环境。使用无线电信号进行定位，我们会面临如何将接收到的波形与接收机器的位置关联起来的问题。在接收端，我们仅仅拥有测量这些波形的物理参数的机会。

当在一定程度上可以对这些信号参数进行预测时，接收信号与接收机位置之间的关系变得可行。为了更加清楚地描述我们所表达的意思，让我们将 TOA 原理作为一个实例来说明。对于这种定位原理，我们需要知道发射机（如卫星和接收机）之间的距离。

然而，这是一个我们无法直接进行测量的参数。我们不测量发射机—接收机之间的距离，而是测量信号从发射机到达接收机的传播时间。为了将信号传播时间与所需的距离关联起来，我们必须做出一些假设。这些重要假设包括：

（1）电磁波沿着最短路径从发射机传播到接收机，也就是说，我们拥有视距（Line of Sight，LOS）传播条件。显而易见，到达接收端的反射或衍射的电磁波不符合该假设条件。

（2）电磁波从发射机到接收机的传播速度是已知的。光在真空中的传播速度约为 10^8m/s。然而，信号传播速度（如在电离层中的传播速度）可能与 c 截然不同。

这里提到的结果与环境密切相关，这使得对结果进行预测或估计都极具挑战性。另一个简单问题是接收信号的强度。尤其是在室内，GNSS 信号较弱。出于这一原因，要达到足够高的精度是非常难以实现的。总之，每当我们无法充分预测位置参数或对可测量信号位置参数进行建模时，我们都会面临关键环境问题。典型实例包括：

（1）城市峡谷，它通常提供非视距（NLOS）和多径传播。

（2）室内环境，它通常会受到非视距传播的影响，信号衰减严重。当电磁波穿透建筑物时，就会发生非视距传播。这些信号往往面临着严重的衰减，从而使其无法用于室内定位。

在市区，建筑物（尤其是在狭窄的街道）限制了直接看到天空的视线，进而限制了采用视距（LOS）传播条件接收信号的卫星数量。图 1.6 演示了一种城市场景。显而易见，相对于街道宽度来说，建筑物高度对卫星的视距（LOS）能见度影响巨大。一些信号是通过迂回路径被接收的。这种非视距传播可能是由建筑物处的反射或衍射引起的。

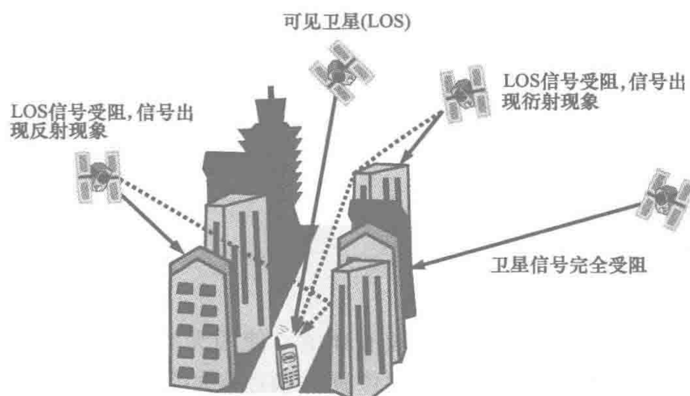


图 1.6　城市峡谷环境：由于反射或衍射的原因，信号传播路径可能会变得更长

图 1.7 提供了慕尼黑市中心 GPS 卫星的能见度快照，它是由射线追踪模拟得到的。结果表明，对于较大街区来说，人们可以看到的卫星不到 4 颗。需要注意的是，位置估计至少需要 4 颗卫星。

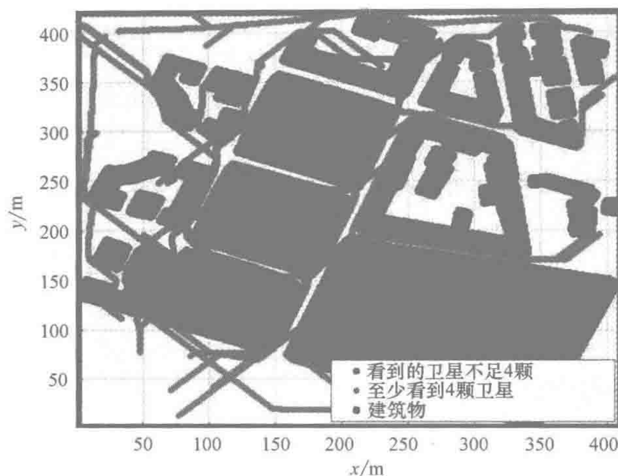


图 1.7 城市环境中（慕尼黑市中心）GPS 卫星的能见度

图 1.8 给出了两种不同环境中 GPS 和伽利略视距能见度的累积概率函数（Cumulative Probability Function，CPF）。结果是通过射线追踪模拟得到的。虚线代表自由空间场景，这里不存在障碍物，从而不会对看到天空形成限制。对于卫星能见度来说，这是最佳情况。

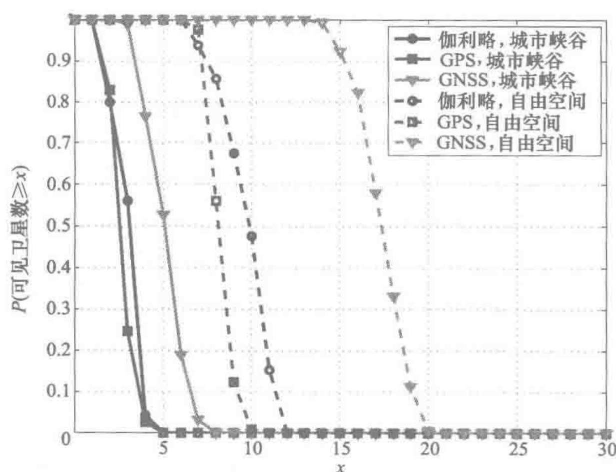


图 1.8 GPS 和伽利略卫星在城市峡谷和自由空间的卫星能见度累积概率函数

此时，无论是对于 GPS，还是对于伽利略系统，人们能够以概率 1，看到至少 4 颗卫星。可以看出，在 7～12 颗可见卫星的范围内，伽利略系统性能优于 GPS。

在自由空间场景中，人们看到至少 8 颗 GPS 卫星的概率为 0.56。对于伽利略卫星星座来说，这一概率为 0.86。GPS 和伽利略混合接收机可以观察到至少 15 颗卫星的概率为 0.92。在这种情况下，我们将 GPS +伽利略混合系统称为全球导航卫星系统（GNSS）。

在城市峡谷环境中，这种情况完全发生改变。对于 GPS 和伽利略系统来说，它们观察到至少 4 颗卫星的概率分别为 0.02 和 0.03。要对位置进行计算，至少需要 4 颗卫星。这意味着，GPS 和伽利略系统在城市峡谷环境中的失效概率分别为 0.98 和 0.97。即使将这两大系统结合起来使用，失效（即观察到 3 颗以下卫星）概率也为 0.23。

这些结果表明，特别是在诸如城市峡谷环境等关键场景中，GNSS 定位需要辅助定位系统。一种前景看好的方法是使用地面无线通信系统。在城市地区，通信基础设施特别密集，这使得它们适于定位用途。在本书的后续章节中，我们将介绍采用无线通信系统进行定位的算法和方法。

第2章 定位原理

通常情况下，定位需要用到物理量的测量值。这些测量值表征环境中的某一特定位置。因此，显而易见，定位所需的测量值必须具备局部相关性。在本章中，我们重点关注定位原理，这在测量定位所需的电磁波形时通常会用到。几何参数会对电磁信号传播产生显著影响：

(1) 传播时延：电磁波以光速进行传播。由此可以得到信号传播时延与发射机、接收机间距之间的线性关系。

(2) 传播衰减：当发射机和接收机之间的距离增加时，电磁信号功率降低。在自由空间中，接收功率与距离的平方成反比。

(3) 反射、折射、衍射、散射：传播介质的不连续性会导致电磁波传播方向的变化。在典型的无线通信环境中，这种不连续性是无处不在的，从而会导致非视距（Non Line of Sight，NLOS）和多径传播。

我们可以指出，存在一种函数关系

$$f:(s,x,t)\rightarrow r$$

它将在时刻 t 直角坐标系原点处发射的波形 v，映射到位置 $x=(x,y,z)$ 处接收的测量值 r 上。测量值 r 一般会受到加性噪声的破坏，我们通常会将其建模为高斯随机过程。根据包含噪声的测量值 r，我们可以对移动单元的未知位置 x 进行估计。

对函数 f 的描述或多或少有些复杂，这取决于与传播环境相关的具体假设，即我们将要构建的传播模型。在非视距（NLOS）传播环境中，对于描述一个相当复杂的函数 f 来说，位置和反射、散射特性等知识是非常必要的。在这种情况下，函数 f 是由查找表（数据库）提供的。

此类数据库可以通过参考测量值或信号传播仿真（如射线追踪）来构建，且它们还包含有特征值。这些值是其相关位置的指纹，接收机试图找到各自最佳匹配位置的指纹。因此，这些定位方法被称为指纹法。

在自由空间 LOS（Line of Sight，视距）传播的情形中，函数 f 变得简单。然而，这是不可逆的，因为大量的位置（即那些位于发射机周围的圆或球上的位置）给出了等价传播时延和衰减。如果将来自于不同发射地点的测量值考虑在内，则能够提供明确的定位方法。

应当提及的是，测量到的传播时间或接收信号功率也是特定位置的指纹。用于计算位置的方法是在给定假设传播模型的情况下，建立在测量值和位置的函数依赖关系基础之上，而不是基于针对上述数据库方法的模式识别策略。

无线电定位方法需要用到发射机（Transmitter，TX）和接收机（Receiver，

RX）。存在两种位置确定方法：

（1）自定位：信号从位置已知的发射台发射，并由必须确定位置的接收机单元接收。位置可以由具备自定位功能的设备进行计算。

（2）网络定位：信号从已确定位置的发射机单元发射，并由位置已知的接收台接收。位置可以由接收台网络中的某个单元进行计算。

诸如 DVB-T（Digital Video Broadcasting-Terrestrial，地面数字视频广播）或 DAB（Digital Audio Broadcasting，数字音频广播）等广播系统是单向的，因而可用于自定位。诸如移动通信系统，如 GSM（Global System for Mobile Communication，全球移动通信系统）、UMTS（Universal Mobile Telecommunications System，通用移动通信系统）或 3GPP-LTE（Third Generation Partnership Project-Long Term Evolution，第三代协作项目组织-长期演进）是双向的，也就是说，电磁波形从 BS（Base Station，基站）传输到下行链路（Downlink，DL）的 MT（Mobile Terminal，移动终端），反之亦然（上行链路）。因此，无论是自定位，还是网络定位，都是适用的。

2.1 传播时间

下面，发射机是无线通信系统中的基站。需要进行位置估计的接收机是本系统中的移动终端（MT）。因此，我们会以移动通信系统的下行链路为例进行研究。如前所述，定位原理可以反向应用于上行链路中。

后面引入的定位方法基于基站（BS）和移动终端（MT）之间的几何距离测量值。这些距离是采用相应信号传播时延进行间接测量的。因此，必须做出两大基本假设：

（1）信号传播速度必须是已知的。

（2）电磁波沿着最短路径进行传播，也就是说，不存在导致信号迂回的反射、折射、衍射等现象。

2.1.1 到达时间（TOA）

1. 原理

TOA 使用信号传播时延测量值，来计算从接收机到发射机的距离。从 BS_i 到移动终端（MT）的信号传播距离可以沿着传播路径 P 进行积分，即通过对光速 c 在该路径（发送时刻 T_0 和接收时刻 T_i）上的积分得到，于是有

$$d_i = \int_P \mathrm{d}s = \int_{T_i}^{T_0} c\mathrm{d}t = c_{\mathrm{av}}(T_0 - T_i) \overset{c\text{为常数}}{=} c(T_0 - T_i)$$

传播路径上的传播速度分布知识是难以获得的。因此，我们假定知道等效平均速度 c_{av}。在这种情况下，信号传播距离取决于传播时延 $T_i - T_0$。如果信号在传播

路径上的传播速度 c 是恒定的，则显然有 $c_{av}=c$。

假设信号采用的是 LOS 传播，信号传播距离 d_i 决定了从移动终端（MT）到基站（BS_i）的等距离点。如果我们考虑二维的情形，则这是 BS_i 周围半径为 d_i 的圆的定义。为得到唯一的位置，必须测量与多个基站之间的距离。对应圆的交点能够提供移动终端的唯一位置。图 2.1 演示了二维情形中的 TOA 原理。两个圆的交点会产生两个可能解。到第 3 个基站（BS）的距离测量值解决了歧义解问题。

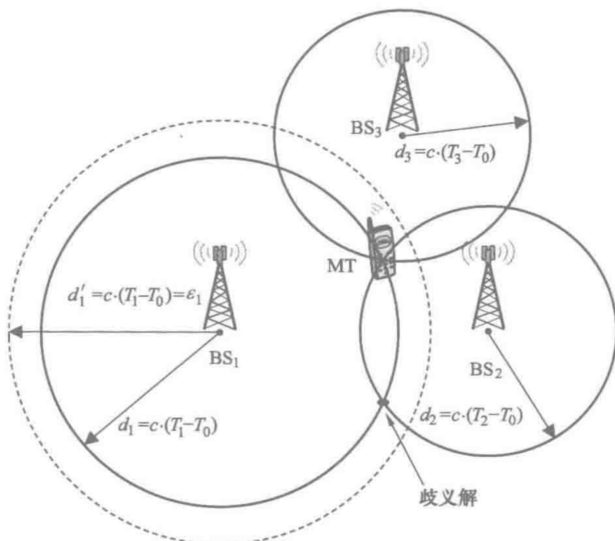


图 2.1　二维情形中的 TOA 原理[⊖]

从移动终端到 N 个基站的距离测量值形成包含 N 个非线性方程的方程组。方程组的未知项是移动终端（MT）位置（x，y，z），即有

$$\begin{aligned}
\sqrt{(x-x_1)^2+(y-y_1)^2+(z-z_1)^2}&=c(T_1-T_0)=d_1\\
\sqrt{(x-x_2)^2+(y-y_2)^2+(z-z_2)^2}&=c(T_2-T_0)=d_2\\
&\vdots\\
\sqrt{(x-x_N)^2+(y-y_N)^2+(z-z_N)^2}&=c(T_N-T_0)=d_N
\end{aligned}\tag{2.1}$$

这里，（x_i，y_i，z_i）表示 BS_i 的位置。T_i-T_0 是对应于信号传播距离 d_i 的信号传播时延。式（2.1）考虑的是三维情形。在二维情形中，通过简单跳过 $(z-z_i)^2$ 项，我们可以轻而易举地对方程组进行修改。对于移动终端（MT）位置的两个未知量（x，y）或三个未知量（x，y，z），我们需要两个或三个方程。然而，如前所述，由于非线性特性，因而为解决歧义解问题，需要再增加一个方程。

⊖ 给定 LOS 传播和光速 c，传播时延测量值 T_i 提供了到基站的距离（圆）。通过这些圆的交点，即可得到移动终端（MT）的位置。

在实际系统中，距离 d_i 的测量值通常是包含噪声的。因此，式（2.1）的解一般是不存在的，如图 2.1 所示。这里，传播时延的测量值会受到误差 ε 的影响。从几何上看，这提供了虚线圆。可以看出，所有 3 个圆没有交点。

即使方程组是超定的（即方程数大于未知量），无法求解的概率也会增加。通常的做法是考虑等价方程组

$$(x-x_i)^2+(y-y_i)^2+(z-z_i)^2-c^2(T_i-T_0)^2=\varepsilon_i^2,\quad i=1,\cdots,N \tag{2.2}$$

每个方程引入了一个误差值 ε_i。移动终端（MT）位置的估计值

$$(\hat{x},\hat{y},\hat{z})=\arg\min_{(x,y,z)}\sum_{i=1}^{N}\varepsilon_i^2 \tag{2.3}$$

可以通过最小化总平方误差得到。

2. TOA 问题

信号传播距离 d_i 可以通过对应的信号传播时延（T_1-T_0）计算出来。为了得到信号传播时延，所有基站和移动终端（MT）中的时基必须是相同的。这一要求是难以实现的。在网络侧，人们在基站的时基同步并应用高度稳定的时钟等方面做了大量工作。

至少，可以对基站（BS）之间的异步性进行测量，并通过提供测量值以补偿偏差。这样，基站（BS）之间的准同步可通过适当的努力来实现。然而，由于移动设备（至少是大众市场设备）使用了低成本硬件组件，因而网络侧（基站）和移动终端（MT）之间的不同时基问题仍然存在。

这些组件仅能提供合理的短期稳定性。在对接收时间 T_1，…，T_N 进行测量期间，这些振荡器足够稳定。因此，基站（BS）中的时基 T_0 是移动终端（MT）的另一个未知量。同时，时钟偏移（或时钟偏差）$b=c(T_0-T_M)$ 可以用作移动终端（MT）的未知量。使用附加方程，我们就能求解这一变量。

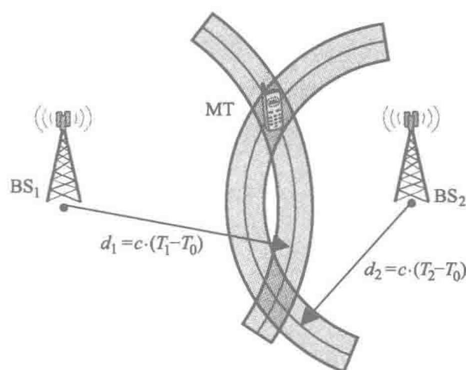


图 2.2　作为均值为 0 的加性随机过程项无偏误差

如前所述，信号传播时延测量值遭到破坏。在实际系统中，热噪声是无所不在的。我们通常将其建模为符合加性高斯分布的随机过程，其均值为 0。因此，我们将此类误差称为无偏的。图 2.2 描述了无偏加性噪声，它是均值 $c(T_i-T_0)$ 周围的管道。噪声项的标准差会对位置解的精度产生直接影响。

由反射、折射或衍射导致的非视距（NLOS）传播是误差产生的另一个重要来源。在地面无线通信中，非视距（NLOS）传播是一种典型现象。电磁波无法在可

能的最短路径上实现从发射机到接收机的传播。因此，我们测量到的传播时延，要比 LOS 路径上的传播时延大。

图 2.3 表明，信号反射是误差的一大来源。如果移动终端（MT）不知道反射器的存在，则它采取视距（LOS）传播。信号传播时延对应于信号的总传播距离 $d_1' = d_{11} + d_{12} = c(T_1 - T_0) \geqslant d_1$。如果知道反射器的位置，则可以对基站（BS）和反射器之间的距离 d_{11} 进行计算，并从信号的总传播距离中减去。这一差值 $d_{12} = c(T_1 - T_0) - d_{11}$ 是反射器周围的圆半径，并提供了一种无偏位置估计。

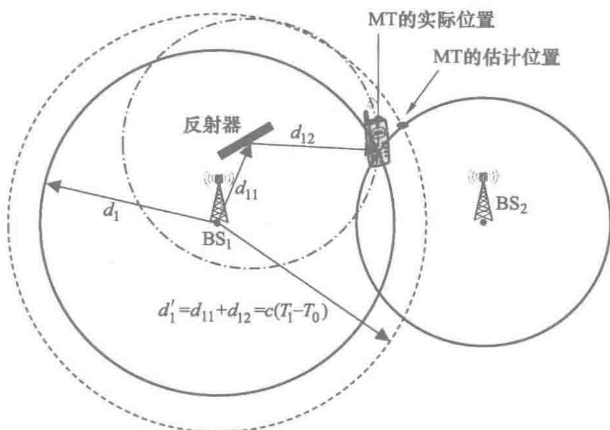


图 2.3　由反射引起的无偏误差

2.1.2　到达时间差（TDOA）

到达时间差（TDOA）原理是另一种基于信号传播时延的方法。TDOA 的基本思路是对信号传播时延差进行测量。我们假定在时间点 T_0 两个信号分别从两个基站 i 和 j 发射出来。在接收端，我们分别在时间点 T_i 和 T_j 接收到来自于基站 i 和 j 的信号。对应的传播距离差

$$\Delta d_{i,j} = d_i - d_j = c(T_i - T_0) - c(T_j - T_0) = c(T_i - T_j) = c\Delta T_{i,j}$$

可根据传播时延进行计算。显而易见，传播距离差取决于信号传播时延差。考虑到构建差，我们除去信号传输的未知时间，且由于 BS 和 MT 处的时间尺度不同，因而我们不会面临任何问题。可用于计算信号传播时延差的这两个时间点都可以在 MT 处进行测量，并由同一时基产生。

在 TOA 方法中，传播时延定义了基站周围的一个圆。与之形成鲜明对比，TDOA 的信号传播时延差测量值代表着所考虑 BS 的等价距离差对应的点。这是二维情形中的双曲线或三维空间中的双曲面定义。因此，我们通常将 TDOA 方法称为双曲线定位。

图 2.4 演示了 TDOA 定位原理。焦点在相关 BS 位置处的双曲线定义了到这些

BS 的等价距离差对应的几何点。不同双曲线（或三维情形中的双曲面）的交点提供了移动 MT 的位置。

在本例中，如图 2.4 所示，两个双曲线的交点（实线）提供 MT 的唯一位置。另一个双曲线（虚线）由 $d_2 - d_3 = (d_2 - d_1) - (d_3 - d_1) = c\Delta T_{2,1} - c\Delta T_{3,1}$ 进行定义。然而，该双曲线可以由前两项的信号传播时延差测量值得到。

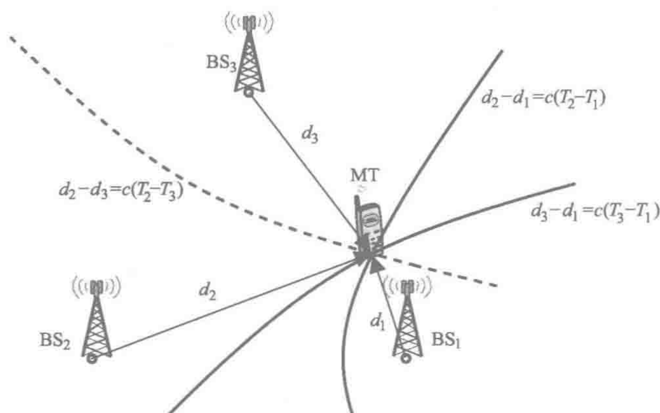


图 2.4 二维情形中的 TDOA 原理㊀

于是，包含 $N-1$ 个非线性方程的方程组是

$$
\begin{gathered}
\sqrt{(x-x_2)^2+(y-y_2)^2+(z-z_2)^2} - \sqrt{(x-x_1)^2+(y-y_1)^2+(z-z_1)^2} = d_2 - d_1 = c\Delta T_{2,1} \\
\sqrt{(x-x_3)^2+(y-y_3)^2+(z-z_3)^2} - \sqrt{(x-x_1)^2+(y-y_1)^2+(z-z_1)^2} = d_3 - d_1 = c\Delta T_{3,1} \\
\vdots \\
\sqrt{(x-x_N)^2+(y-y_N)^2+(z-z_N)^2} - \sqrt{(x-x_1)^2+(y-y_1)^2+(z-z_1)^2} = d_N - d_1 = c\Delta T_{N,1}
\end{gathered}
\tag{2.4}
$$

我们将 MT 和 BS 的位置分别表示为 (x, y, z) 和 (x_i, y_i, z_i)。在二维情形中，我们忽略包含 $(z - z_i)$ 的项。显而易见，通过从剩余方程中减去一个方程，我们可以根据式（2.1）得到式（2.4）。

在本例中，我们选择第一个方程参与相减。与 TOA 方法相比，这一步求解出了未知的 BS 时基 T_0。当存在 N 个 BS 时，我们可以得到 $N-1$ 个独立方程。

至于 TOA 方法，$\Delta T_{i,j}$的测量值是包含噪声的。此外，可能存在方程数大于未知量的情况。与 TOA 原理中的式（2.2）和式（2.3）类似，此类方程组可以使用最小二乘法来求解。

对于 TDOA 方法来说，可以由时间测量值来计算传播距离差。因此，需要的假

㊀ 给定 LOS 传播与光速 c，传播时延差的测量值提供了焦点为基站位置的双曲线。这些双曲线的交点给出了 MT 的位置。

设条件与 TOA 类似。一方面，信号传播速度必须是已知的。另一方面，我们必须假设信号采用的是视距传播。如果存在非视距传播，则需要知道导致折射或衍射发生的反射器或障碍物位置。否则，这些位置是 TDOA 方程组的另外一些未知量。

例 2.1.1　为了说明具有等价时延差的位置的双曲线结构，我们考虑二维情形，并合理选择坐标系使得两个基站（即 $i=2$ 和 $j=1$）位于 x 轴的对称位置（$\pm a$，0）。从式（2.4）的第一个方程，我们可以得到

$$\sqrt{(x-a)^2+y^2}-\sqrt{(x+a)^2+y^2}=c\Delta T_{2,1}$$

通过对方程两边进行平方，我们得到

$$\frac{x^2}{\left(\frac{c\Delta T_{2,1}}{2}\right)^2}-\frac{y^2}{a^2-\left(\frac{c\Delta T_{2,1}}{2}\right)^2}=1 \tag{2.5}$$

基于 TDOA 方法中 T_2-T_1 的测量值，式（2.5）描述了焦点位于所涉及 BS 位置（$\pm a$，0）处的双曲线。

2.1.3　往返到达时间（RTTOA）

与 TOA 方法类似，往返到达时间（Round-Trip Time of Arrival，RTTOA）是一种圆形定位方法。RTTOA 对两个实体之间的信号往返时延进行测量，因而需要双向通信能力。图 2.5 说明了 RTTOA 原理的信号流。在本例中，涉及的通信实体是基站（BS）和移动终端（MT）。

这里，RTTOA 测量是由 MT 在时间点 T_0 上启动的，并根据 MT 的时间尺度 t_{MT} 进行测量。在时间点 T_1 上，信号被第二个终端（即 BS）所接收。我们假定 MT 和 BS 的时间尺度 t_{MT} 和 t_{BS} 不同，但具有恒定差，即 $t_{BS}-t_{MT}=\Delta t$。于是，MT 和 BS 之间的信号传播距离变为

$$d_{1,2}=c[(T_1+\Delta t)-T_0] \tag{2.6}$$

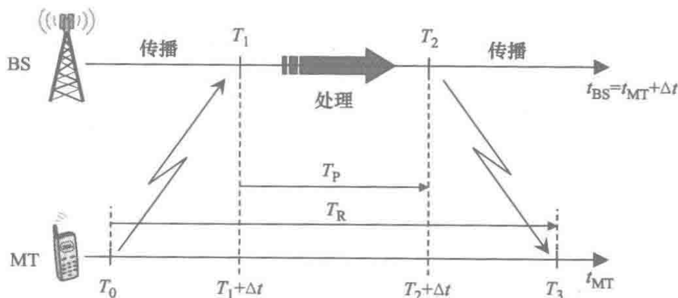


图 2.5　二维情形中的 RTTOA 原理[㊀]

㊀ 给定 LOS 传播和光速 c，往返传播时延的测量值 $c[(T_3-T_2)+(T_1-T_0)]$ 提供了两个实体之间的距离。

这里，$T_1+\Delta t$ 表示相对于 MT_1 时间尺度的时间点 T_1。在相对于 BS 时间尺度的时间索引 T_2 处，另一个信号开始从 BS 发送回 MT_1。在时间点 T_3 上，信号被 MT 所接收。传播距离为

$$d_{2,1}=c[T_3-(T_2+\Delta t)] \tag{2.7}$$

我们假设两次信号传输之间的几何形状不发生变化，且信道具有互易性。这意味着 $d_{2,1}=d_{1,2}$。将式（2.6）和式（2.7）相加，可得

$$d=d_{1,2}=d_{2,1}=\frac{d_{1,2}+d_{2,1}}{2}=\frac{1}{2}c(T_{\mathrm{R}}-T_{\mathrm{P}}) \tag{2.8}$$

式（2.8）取决于两个时间差。往返时间 $T_R=(T_3-T_0)$ 可在 MT 处进行计算。$T_{\mathrm{P}}=(T_2-T_1)$ 是在 BS 处测量的信号处理时间。两个时间差都可以根据各自的时基来确定。因此，根据式（2.8），信号传播距离与两个时间参考之间的未知差 Δt 无关。

前面，我们通过假设时基差恒定，来讨论不同时基的问题。在实际系统中，RTTOA 实体的时钟运行速度可能有所不同。这意味着它们在时域内存在漂移。我们分别将 MT 和 BS 的线性漂移表示为 α_{MT} 和 α_{BS}，与精确时间参考 t 相关的两个实体的时基分别是

$$\begin{aligned} t_{\mathrm{MT}}&=(1+\alpha_{\mathrm{MT}})t+\Delta t_{\mathrm{MT}} \\ t_{\mathrm{BS}}&=(1+\alpha_{\mathrm{BS}})t+\Delta t_{\mathrm{BS}} \end{aligned} \tag{2.9}$$

使用式（2.9）中的漂移模型，我们可以重写式（2.8），并得到

$$\begin{aligned} d_{\mathrm{MBM}}&=\frac{1}{2}c[(1+\alpha_{\mathrm{MT}})T_{\mathrm{R}}-(1+\alpha_{\mathrm{BS}})T_{\mathrm{P}}] \\ &=\frac{1}{2}c(T_{\mathrm{R}}-T_{\mathrm{P}})\underbrace{\frac{[(1+\alpha_{\mathrm{MT}})T_{\mathrm{R}}-(1+\alpha_{\mathrm{BS}})T_{\mathrm{P}}]}{T_{\mathrm{R}}-T_{\mathrm{P}}}}_{\text{误差项}} \end{aligned} \tag{2.10}$$

需要注意的是，根据参考时基 t，我们给出 T_{R} 和 T_{P}。我们观察乘法误差项，会发现该项与往返时间 T_{R} 和处理时间 T_{P} 加权的漂移 α_{MT} 和 α_{BS} 有关。

RTTOA 测量过程是由 MT 发起的。对另一个 RTTOA 值 d_{BMB} 的测量可能是由 BS 发起。与式（2.10）类似，我们得到

$$d_{\mathrm{BMB}}=\frac{1}{2}c[(1+\alpha_{\mathrm{BS}})T_{\mathrm{R}}-(1+\alpha_{\mathrm{MT}})T_{\mathrm{P}}] \tag{2.11}$$

计算式（2.10）和式（2.11）的平均值，可以得到距离

$$d=\frac{d_{\mathrm{MBM}}+d_{\mathrm{BMB}}}{2}=\frac{1}{2}c(T_{\mathrm{R}}-T_{\mathrm{P}})\underbrace{\left(1+\frac{\alpha_{\mathrm{MT}}+\alpha_{\mathrm{BS}}}{2}\right)}_{\text{误差项}} \tag{2.12}$$

且误差项与 T_{R} 和 T_{P} 无关。我们将这一方法称为对称双面双向测距（Symmetric Double Sided Two Way Ranging，SDS-TWR）（参见参考文献［Nan 2007］）。式（2.12）的误差项中包含漂移 α_{MT} 和 α_{BS} 的均值。如果这两个漂移绝对值相等，但符号相反，则误差项的影响消失。

我们可能会遇到这样的情况，即某个时基远比其他时基精确。在我们的例子中，假设 BS 处的时钟要比 MT 处的时钟更稳定是非常合理的。因此，我们得到

$$d = d_{\mathrm{MBM}} = \frac{1}{2}c\left[\frac{T'_{\mathrm{R}}}{(1+\alpha_{\mathrm{MT}})} - T_{\mathrm{P}}\right] \tag{2.13}$$

$$d = d_{\mathrm{BMB}} = \frac{1}{2}c\left[T_{\mathrm{R}} - \frac{T'_{\mathrm{P}}}{(1+\alpha_{\mathrm{MT}})}\right]$$

式中，T'_{R}和 T'_{P}分别是往返时间和处理时间不太精确的测量值。我们通过与漂移因子（$1+\alpha_{\mathrm{MT}}$）的倒数相乘，来对其进行校正。通过式（2.14）计算，即

$$d_{\mathrm{MBM}}T'_{\mathrm{P}} + d_{\mathrm{BMB}}T'_{\mathrm{R}} = d(T'_{\mathrm{R}} - T'_{\mathrm{P}}) \tag{2.14}$$

可以消除式（2.13）中的移动终端漂移。根据式（2.13）和式（2.14），我们最终得到 MT 与 BS 之间的距离

$$d = \frac{1}{2}c\left(\frac{T_{\mathrm{R}}T'_{\mathrm{R}} - T_{\mathrm{P}}T'_{\mathrm{P}}}{T'_{\mathrm{R}} + T'_{\mathrm{P}}}\right)$$

2.1.4 圆形定位与双曲线定位对比

在前面各节中，我们介绍了基于信号传播时延测量值的定位原理。我们看到，使用传播时延测量值本身（即 TOA 原理）能够提供参考点（即基站）周围的多个圆。相比之下，TDOA 所用的信号传播时延差能够提供以基站为焦点的双曲线。

这两种常见方法都需要我们计算出相应曲线（或三维情形中的曲面）的交点。这些非线性方程组表现出不同特性。在图2.6中，我们对圆形定位原理（TOA、RT-TOA）和双曲线定位原理（TDOA）以图的形式进行了对比。对于圆形定位和双曲线定位，我们分别画出了对应的圆和双曲线，它们将两个基站之间的基线划分为20个等距离间隔。这表明，基站距离的不确定性为5%。

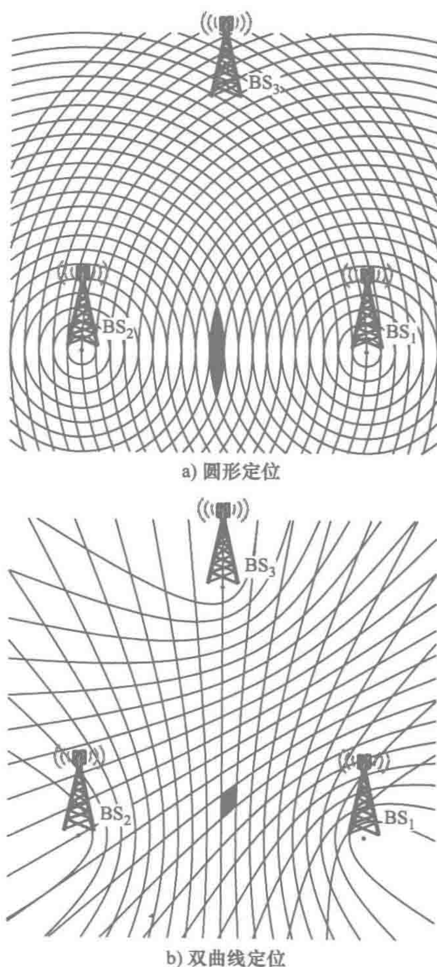


图2.6 圆形定位与双曲线定位的对比

图2.6a 所示，对于圆形定位，不确定区域显示出完全不同的形状。例如，与 BS_1-BS_3 重叠的核心区域呈现近似方形相比，两个基站之间的重叠部分呈现细长形状。特别是在基站之间的基线中间，与该

基线正交的方向呈现相当高的不确定性。

相比之下，双曲线定位原理提供了菱形形状，它在不同方向上的不确定性更加平衡。特别是在基线中间，这一结论仍成立。对于圆形定位和双曲线定位来说，我们用灰色突出显示不确定区域，并说明了基线附近的差异。

图 2. 6b 所示，双曲线定位需要三个基站。在我们的例子中，我们可以计算基站对 BS_1 - BS_2 和 BS_1 - BS_3 的信号传播时延差。对于圆形定位，我们使两个圆相交，这需要两个基站。还需要第 3 个基站来解决基站网络和移动终端之间的未知时钟偏差。圆形定位和双曲线定位的另一个显著区别是位置解的模糊性。基站周围的圆相交于两个不同点。

这两个点相对于各自基站之间的基线来说是对称的。在基线周围，这两个位置解是彼此靠近的。我们可能需要再进行一次传播时延测量（即需要另一个基站），以解决歧义解问题。对于双曲线定位例子，我们观察到双曲线相交于唯一点。因此，他们不存在定位解模糊问题。

2.2 到达角（AOA）

2.2.1 二维

前面，基于到参考站（即 BS）的距离测量值，我们已经对定位原理进行了讨论。另一个与位置有关的参数，是信号到达接收机的方向，从而形成了到达角（Angle of Arrival，AOA）定位原理。AOA 定位方法既可应用于下行链路，又可应用于上行链路。下面，我们将考虑下行链路 AOA 更为一般的情况。

图 2. 7 给出了二维情形中下行链路 AOA 定位方法。这里，AOA 值是在移动终端确定的。采用视距传播，接收信号方向 φ_i 和基站位置（x_i，y_i）的测量值确定了一条直线，它描述了移动终端可能的位置。为了实现上述目标，我们可以使用极坐标来进行描述。对于基站 BS_i，我们得到

$$\begin{pmatrix} x - x_i \\ y - y_i \end{pmatrix} = r_i \begin{pmatrix} \cos\varphi_i \\ \sin\varphi_i \end{pmatrix} \tag{2.15}$$

通过除以式（2. 15）的分量，我们可以将其改写为

$$y - y_i = (x - x_i)\tan\varphi_i$$

因此，我们也消去了 MT 和 BS_i 之间的距离 r_i。两条线的交点提供了 MT 的位置。因此，为了得到 MT 的位置（x，y），我们必须求解线性方程组

$$\begin{aligned} y - y_1 &= (x - x_1)\tan\varphi_1 \\ y - y_2 &= (x - x_2)\tan\varphi_2 \end{aligned} \tag{2.16}$$

前面，我们已经对与参考坐标系统有关的到达角（AOA）进行了测量，并描述了 BS 的位置。因此，我们已经隐式地假设与这一坐标系统有关的 MT 方向在 MT

处是已知的。在图 2.7 中，这一方向平行于 x 轴，我们将其画成虚线。

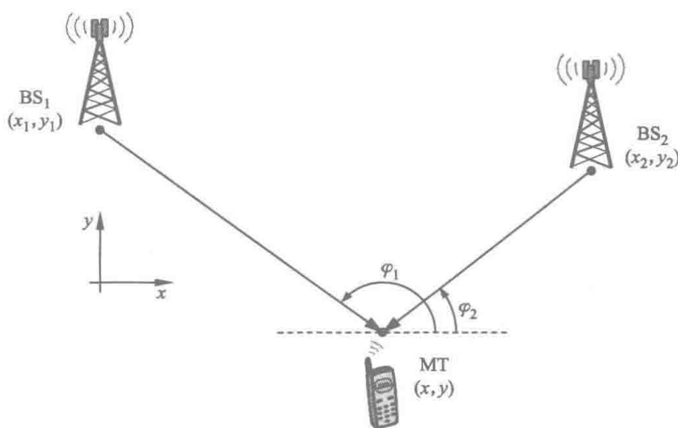


图 2.7 二维情形中的 AOA 原理⊖

图 2.8 描述了未知接收机的方向问题。AOA 差 $\Delta\varphi=\varphi_1-\varphi_2$ 与未知 MT 方向角 φ 无关。根据圆周角定理，角度 $\Delta\varphi$ 和两个 BS 位置决定了圆的优弧。对于未知方向角 φ 来说，MT 位置可能位于优弧上的某个地方。到另一个 BS 的 AOA 测量值解决了歧义问题。

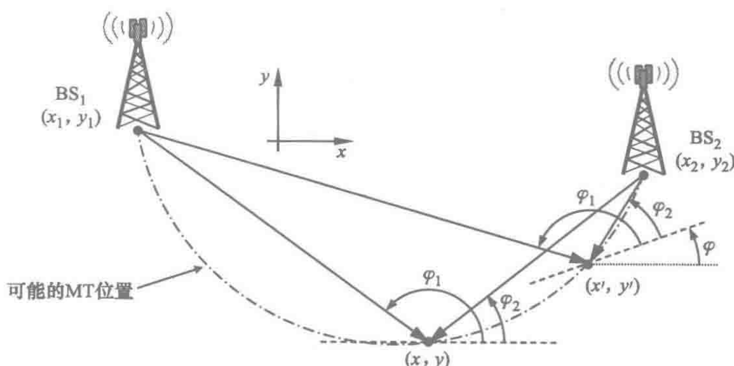


图 2.8 MT 方位角 φ 的影响：方位角 φ 值不同，得到的位置解也不同

在式（2.15）和式（2.16）中包含未知方向角 φ，可以得到方程组

$$y-y_i=\tan(\varphi_i+\varphi)(x-x_i),\quad i=1,\cdots,N$$

对于未知方向角 φ 来说，该方程组是非线性的。

2.2.2 三维

为了得到三维位置解，我们可以确定来自于 BS_i 的信号方位角 φ_i 和高程 ϑ_i。

⊖ 采用视距传播，接收信号方向（到达角）的测量值确定了一条直线，它描述了 MT 可能的位置。

图 2.9 描述了三维情形中的 AOA 原理。为了简化该实例，我们暂且假定 MT 的方位角是已知的。来自于 BS_1 的信号方位角 φ_1 测量值可以确定一个平面。来自于 BS_2 的信号方位角 φ_2 和高程 ϑ_2 测量值可以确定一条直线。两种几何形状的交点就是三维空间中 MT 的位置。

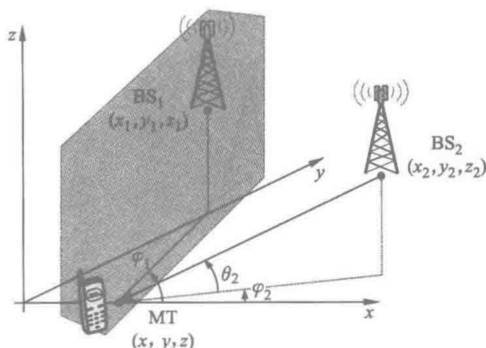


图 2.9　三维情形中的 AOA 原理[⊖]

采用球面坐标，我们得到

$$\begin{pmatrix} x - x_i \\ y - y_i \\ z - z_i \end{pmatrix} = r_i \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_i + \vartheta)\cos(\varphi_i + \varphi) \\ \cos(\vartheta_i + \vartheta)\sin(\varphi_i + \varphi) \\ \sin(\vartheta_i + \vartheta) \end{bmatrix}$$

为了消去半径 r，我们可以对该式进行重写，例如

$$\begin{gathered} (y - y_i) = \tan(\varphi_i + \varphi)(x - x_i) \\ \cos(\varphi_i + \varphi)(z - z_i) = \tan(\vartheta_i + \vartheta)(x - x_i) \end{gathered} \tag{2.17}$$

对于每个基站来说，根据式（2.17），我们可以得到一个包含两个方程的方程组。移动终端位置的 3 个分量（x，y，z）和移动终端方位（φ，ϑ）都是未知的。因此，我们至少需要 5 个方程，它们可以根据到至少 3 个基站的方位角和高程的测量值来得到。

2.2.3　上行链路中的到达角

前面，我们已经讨论了下行链路采用的到达角（AOA）原理。我们可以看出，移动终端的方位是至关重要的。当方位未知时，我们必须对其进行估计。对于到达角（AOA）在上行链路中应用的情形（即 AOA 值是在基站处确定的），这一问题就相对比较简单。通常情况下，基站的位置是固定的。可以对接收机方位进行合理的假定，即基站的位置是已知的。在方位 φ 和 ϑ 已知的特殊情况下，前面推导出的方程仍然成立。

迄今为止，我们还没有涉及 AOA 测量值本身的方法论问题。然而，这需要一副定向天线，它可以通过天线阵列来实现。由于移动终端的尺寸有限，因而用于下行链路 AOA 的天线阵元数量受到限制。在基站处，天线的尺寸和可实现的方向分辨率都是小问题。

2.2.4　非视距传播问题

AOA 原理利用了接收信号的传播方向，以便实现位置的确定。诸如反射、折

⊖ 来自于 BS_1 的信号方位角 φ_1 测量值可以确定一个平面。来自于 BS_2 的信号方位角 φ_2 和高程 ϑ_2 测量值可以确定一条直线。两种几何形状的交点就是三维空间中 MT 的位置。

射和衍射等现象会对电磁波的传播方向产生显著影响。这种效果会导致位置解存在显著的误差，特别是诸如反射器等障碍物位于接收机附近时。

图 2.10 说明了在上行链路中应用 AOA 原理时遇到的非视距传播问题。下行链路中的问题与之类似。这里，反射器充当的是镜子的角色，它会产生 MT 的一个虚像。来自于 MT 的信号到达角（AOA），如果在 BS_1 处进行测量，则会得到一个完全错误的位置估计值。

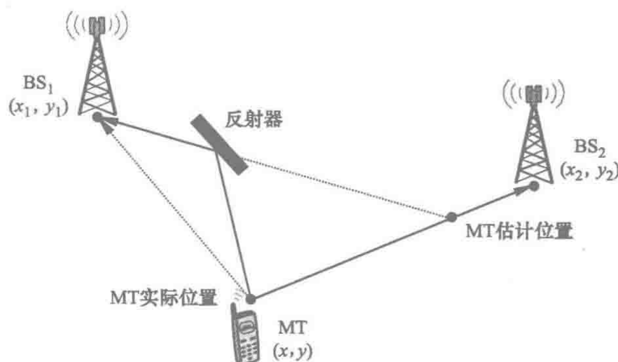


图 2.10　到达角（AOA）的非视距问题[⊖]

2.3　指纹

在本节中，我们将要讨论指纹定位思想。对于人类来说，指纹具有唯一性，对于信号发射或接收位置来说，其特征是典型的。因此，我们可以说，无线定位中的指纹是与发送或接收位置有关的、可测量的信号特征集。

在本章前面几节中，我们已经利用了诸如信号传播时间（TOA、RTTOA）、传播时间差（TDOA）或传播方向（AOA）等信号特征。所以，我们也可以将这些定位原理视为指纹方法。

它们通过一个关系式将诸如传播时间等信号特性分配给某个位置，且我们能以分析的方法对该关系式进行描述。例如，我们将信号传播时延映射到基站周围某个具有特定半径的圆上。

然而，由于信号传播环境具有复杂性，因而存在某些我们无法通过简单分析给出关系式的信号特征。在这种情况下，常用方法是针对环境中的每个位置，建立一个包含指纹（即信号特征集）的数据库。

于是，指纹方法就是将指纹测量值与该数据库中指纹的条目进行对比，以便确定数据库中的最佳匹配指纹。因此，这一最佳匹配指纹能够提供最有可能的位置。

⊖ 反射器会改变 AOA 值，从而导致定位估计值存在着误差。

这些数据库可以通过使用测量值或采用诸如光线追踪等仿真方法来建立。接着，我们将介绍基于接收信号强度（Received Signal Strength，RSS）或功率时延谱（Power Delay Profile，PDP）的指纹方法。

2.3.1 蜂窝小区标识

最简单、最直接的定位方法之一是蜂窝标识原理。基本思路是决定基站的信号是否存在。基于这一决定，蜂窝标识原理得出的结论是移动终端位于或超出基站的覆盖范围。该区域（Cell，蜂窝小区，后文简称小区）的大小和形状要么可以进行估计，要么可以通过测量值更为精确地确定。

必须从信号处获取的唯一信息是发射信号的设备标识。图 2.11 给出了蜂窝标识定位的一个实例。移动终端接收来自于 3 个基站的信号。结论是：移动终端的位置必须同时位于所有 3 个基站的覆盖区域内。因此，可能的位置解是 N_{BS}个所接收基站信号的覆盖区域 A_{BS_i}交叉区域内的某处

$$A_{MT} = \bigcap_{i=1}^{N_{BS}} A_{BS_i}$$

蜂窝标识原理的定位精度取决于

1）基站覆盖区域的大小；

2）基站决策的正确性（可靠性）；

3）被接收信号的基站数，因为

$$\bigcap_{i=1}^{N_{BS}} A_{BS_i} \leqslant \bigcap_{i=1}^{N_{BS-1}} A_{BS_i}$$

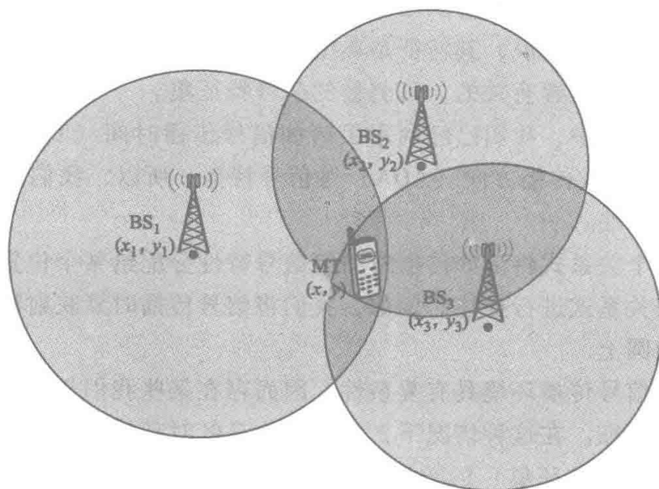


图 2.11 蜂窝标识原理[⊖]

⊖ 接收来自于基站的信号，会得出移动终端位于基站覆盖区域内的结论。

应用蜂窝标识原理，我们对接收信号功率进行测量，并就移动终端是否位于基站覆盖区域内进行二值分类。后面，我们将介绍蜂窝标识原理的推广形式。

2.3.2 接收信号强度（RSS）

前面，我们已经看到，蜂窝标识将接收信号的信号功率分为两类。提高蜂窝标识的量化粒度就能得到接收信号强度（RSS）原理。量化可获得的粒度会受到所采用的接收机硬件的限制，尤其是模-数转换器。

通常，可以看出，平均接收信号功率与发射机和接收机之间的距离 d 成反比。常用信道模型（参见参考文献［IEE 2004］和参考文献［JTC 1993］）将依赖性描述为路径损耗。接收功率的比例为

$$P_{\mathrm{RX}} \propto P_{\mathrm{TX}} G_{\mathrm{TX}} G_{\mathrm{RX}} \left(\frac{d}{d_0}\right)^{-\beta} \tag{2.18}$$

我们将 β 称为衰减因子，且与环境的关系密切。在自由空间传播的情形中，β 值至少为 2。根据信道模型规范（参见参考文献［IEE 2004］和参考文献［JTC 1993］)，在非视距多径传播环境中，β 值可以达到 3.5 ~ 3.8。需要注意的是，这种依赖性是经验性的，且仅描述了一种平均情形。然而，它至少提供了距离 d 的一个粗略估计值。

式（2.18）中诸如 P_{TX}、G_{TX} 和 G_{RX} 等因子，即发射功率、发射机和接收机的天线增益以及对接收信号功率产生线性影响的比例常数。我们需要知道这些值，以确保根据式（2.18）得到的接收信号功率绝对测量值能够正确使用。对于数据库支持的 RSS 定位来说，比例常数未知的问题同样存在。

这里，我们面临着一个问题，即 RSS 数据库通常是由某台测量设备构建的，稍后诸多不同的移动设备将使用该数据库进行定位。对于构建数据库的测量设备和使用该数据库进行定位的移动终端来说，RSS 数据库值的缩放比例是相同的。这需要进行校正，以实现公共的唯一的缩放比例。

2.3.3 功率时延谱（PDP）

我们可以通过使用接收信号的多个特征，进一步概括指纹定位原理。特征之一是我们在上一节 RSS 定位方法中所讨论的接收信号功率。多径传播会导致接收到发射信号的多个副本。这些副本到达时的传播时延和信号强度迥然不同。

在第 2.3.2 节中，我们已经提到，由于比例常数未知或缺乏接收机校准，因而基于绝对功率测量值的定位可能难以实现。在测量传输时延绝对值时，我们面临着类似问题，因为这会要求发射机和接收机端的时基具有同步性。然而，我们能够得到相对值，这意味着到达路径之间的时间差和功率比。

图 2.12 说明了功率时延谱（PDP）原理，并给出了传播时延差测量值 $\Delta\tau = \tau_0 - \tau_1$ 和传播路径功率比测量值 $\Delta P = P_1 - P_0$。需要注意的是，至于功率，我们使

用对数符号（dB）来表示，它将功率比转换成一个差值。采用相对测量方法，我们能够摆脱归一化和同步问题。

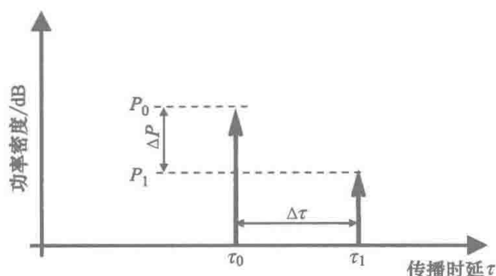


图 2.12　基于 PDP 的指纹方法

图 2.13 给出了一个实例，它演示了 PDP 指纹定位原理。我们考虑一个长方形房间（见图 2.13a），其中基站位于左下角的位置（0，0）。我们采用射线追踪法，来计算该房间内移动终端位置（x，y）处的信号传播时延。

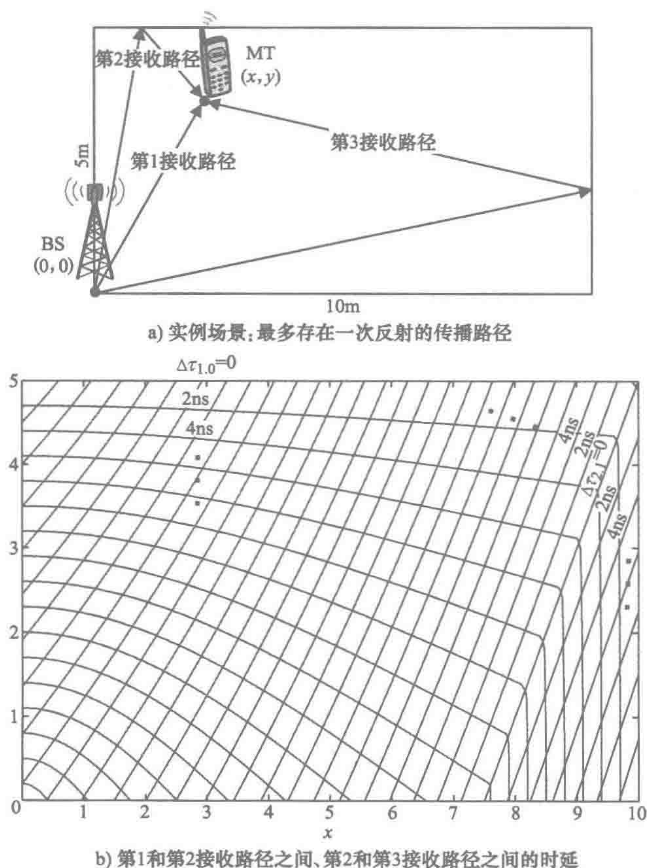


图 2.13　基于 PDP 的指纹实例，特别是接收路径的时间分布

图2.13b给出了步长为2ns时，第1和第2到达路径之间的传播时延差测量值$\Delta\tau_{1,0}=\tau_1-\tau_0$对应的位置。类似地，也可以画出第2和第3到达路径之间的传播时延差测量值$\Delta\tau_{2,1}=\tau_2-\tau_1$。对于这种简单分析，我们假定可以求解出所有3条路径，而不管其时延差如何。

在特定位置处，这些差值趋近于0，这意味着我们无法求解出实际系统中的那些路径。在位置$x\to10\text{m}$和$y\to5\text{m}$处，$\Delta\tau_{1,0}$就属于这种情况。对于$\Delta\tau_{2,1}$来说，当$x\to y$时，我们就面临这一情形。特别是当我们观察$\Delta\tau_{2,1}$时，显而易见，这会导致位置解不确定的问题。接近$\Delta\tau_{2,1}$，我们会观察到具有相同值的轮廓线。例如，当$\Delta\tau_{2,1}=2\text{ns}$时，存在两条相互靠近的直线，这会引起歧义。

针对这一实例，我们只需要一个基站（BS），与使用传播时延或定向方式的方法相比，这是指纹定位解决方案的一大优势。然而，在实践中，这种情形比我们先前示例性描述的情形复杂得多。通常，传播环境包含有大量反射器或散射器，这使得PDP的计算或预测过于复杂。因此，使用由测量数据构建的数据库是常见的解决方案，用于在位置和接收信号特性之间提供一种关系。

在这一实例中，我们使用了指纹定位所涉及的两种传播时延差测量值。显而易见，在指纹定位方案中包含更多特征值，既可以提高定位精度，又可以解决不确定性问题。对于定位精度，指纹特征值随着位置快速发生变化是非常理想的。变化越迅速，相邻位置指纹之间的“距离”越大。“距离”越大，对抗测量噪声的鲁棒性越高。

第3章 测量和参数提取

无线定位主要基于无线电信号的观测值。接收无线电信号的多个参数取决于接收机的位置。因此，无线定位的第一步是对与位置相关的那些信号参数进行估计。这些参数包括信号时延、幅度或相位等。

这些参数必须从观测信号中导出。通常情况下，这一信号由包含噪声的信号抽样来表示。这里，噪声是一种我们无法确切知道的信号失真。然而，我们可以将这些失真看作是随机过程。在该随机过程中，参数信息可能是已知的或可估的。随机信号失真的一个知名实例就是加性高斯白噪声（Additive While Gaussian Noise, AWGN）。

3.1 参数估计

我们对从一组接收信号抽样中获取参数颇感兴趣，该参数值具有连续变化范围。随后，我们将在一般意义上对估计问题进行表示。参数估计的质量意义重大。参数是根据接收信号来估计的，该信号已经被随机破坏。因此，这些参数估计值本身也是包含噪声的。

我们将估计值方差看作是一种质量测度。提出与最优可实现估计性能有关的问题是显而易见的。克拉美罗不等式提供了估计方差的下限，这意味着不存在性能优于该下限的无偏估计算法。

3.1.1 估计问题

我们对构成矢量 $\boldsymbol{r}=[r_1, \cdots, r_k]$ 的 k 个值进行观察或测量。这些值取决于由 l 个值构成的矢量 $\boldsymbol{\alpha}=[\alpha_1, \cdots, \alpha_l]$。参数估计问题是要找到一个矢量 $\hat{\boldsymbol{\alpha}}(\boldsymbol{r})=[\hat{\boldsymbol{\alpha}}_1(\boldsymbol{r}), \cdots, \hat{\boldsymbol{\alpha}}_l(r)]$，参数 $\boldsymbol{\alpha}$ 的估计值与观测值 r 有关。

该观测值包含噪声，因而随机变量也包含噪声。正是由于这个原因，与随机变量有关的估计值 $\hat{\boldsymbol{\alpha}}$（$r$）也是随机变量。我们根据条件概率密度函数（Probability Density Function, PDF）$p(r \mid a)$，来描述参数 $\boldsymbol{\alpha}$ 和随机观测值 $\boldsymbol{r}$ 之间的关系。

我们将估计值 $\hat{\boldsymbol{\alpha}}(r)$ 称为无偏的，如果其（条件）期望值

$$\mathrm{E}_{r \mid \alpha}\{\hat{\boldsymbol{\alpha}}(r)\} = \int \hat{\boldsymbol{\alpha}}(\boldsymbol{r}) p(\boldsymbol{r} \mid \boldsymbol{\alpha}) \mathrm{d}\boldsymbol{r} = \boldsymbol{\alpha} \tag{3.1}$$

等于参数 $\boldsymbol{\alpha}$，它是被估计。估计是说，如果它收敛到与作为观察 k 增加的数量要一致。在数学上，一致性意味着，对于每个小数 ε 时，估计值的相关（r）保持在一

个距离 ε，以概率 1 为 k 得到足够大的参数 $\boldsymbol{\alpha}$，即

$$\lim_{k\to\infty} P[\,|\hat{\boldsymbol{\alpha}}_k - \boldsymbol{\alpha}| < \varepsilon] = 1, \forall\, \varepsilon > 0 \tag{3.2}$$

例 3.1.1　（均值和方差的估计）作为一个实例，我们考虑 k 个独立同分布（Independent and Identically Distributed，i. i. d.）实值随机变量 $r_i \in \mathbb{R}$，$i = 1, \cdots, k$，均值 $\mathrm{E}\{r_i\} = \mu$，方差 $\mathrm{E}\{(r_i - \mu)^2\} = \sigma^2$，这些都可以根据其条件概率密度函数 $p(r_i|\mu,\sigma^2)$ 来得到。该概率密度函数的实例之一是高斯分布

$$p(r_i|\mu,\sigma^2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}}\mathrm{e}^{-\frac{(r_i-\mu)^2}{2\sigma^2}}, i = 1,\cdots,k$$

根据 k 个观测值 r_i，我们希望得到均值 μ 的估计值 $\hat{\mu}_k$。鉴于此，考虑样本均值

$$\hat{\mu}_k = \frac{1}{k}\sum_{i=1}^{k} r_i \tag{3.3}$$

其均值为

$$\mathrm{F}\{\hat{\mu}_k\} = \mathrm{E}\left\{\frac{1}{k}\sum_{i=1}^{k} r_i\right\} = \frac{1}{k}\sum_{i=1}^{k}\mathrm{E}\{r_i\} = \frac{1}{k}\sum_{i=1}^{k}\mu = \mu$$

已经证明，式（3.3）中所定义的估计值满足式（3.1），因而是无偏的。现在，让我们考虑一下子对于该估计器来说，一致性是否成立。首先，计算估计值 $\hat{\mu}_k$ 的方差

$$\begin{aligned}\sigma^2_{\hat{\mu}_k} = \mathrm{E}\{(\hat{\mu}_k - \mu)^2\} &= \mathrm{E}\left\{\frac{1}{k^2}\sum_{i=1}^{k}\sum_{j=1}^{k}(r_i - \mu)(r_j - \mu)\right\} \\ &= \frac{1}{k^2}\sum_{i=1}^{k}\mathrm{E}\{(r_i - \mu)^2\} = \frac{\sigma^2}{k}\end{aligned} \tag{3.4}$$

这里，我们用到了 $\mathrm{E}\{(r_i-\mu)(r_j-\mu)\} = \mathrm{E}\{(r_i-\mu)\}\mathrm{E}\{(r_j-\mu)\} = 0, i\neq j$。这意味着随着 k 的增加，估计值 $\hat{\mu}_k$ 的方差减小。为了给 $\hat{\mu}_k$ 的概率设置下限，使其维持在 μ 的区间内，使用切比雪夫不等式（参见参考文献［Proakis 2001］）

$$1 \geqslant P[\,|\hat{\mu}_k - \mu| < \varepsilon] \geqslant 1 - \frac{\sigma^2_{\hat{\mu}_k}}{\varepsilon^2} = 1 - \frac{\sigma^2}{k^2\varepsilon^2} \tag{3.5}$$

其中，不等式的左边可以忽略不计。容易看出，$\lim\limits_{k\to\infty} 1 - \dfrac{\sigma^2}{k^2\varepsilon^2} = 1$，因而式（3.2）成立。

为了说明无偏估计器，针对前面提到的随机过程方差

$$\hat{\sigma}^2_k = \frac{1}{k}\sum_{i=1}^{k}(r_i - \hat{\mu}_k)^2 \tag{3.6}$$

该方差使用了根据式（3.3）得出的均值估计，我们对估计器进行估计。计算期望值

$$\mathrm{E}\{\hat{\sigma}_k^2\} = \frac{1}{k}\sum_{i=1}^{k}\mathrm{E}\{(r_i - \frac{1}{k}\sum_{n=1}^{k}r_n)^2\} = \frac{1}{k^3}\sum_{i=1}^{k}\sum_{n=1}^{k}\sum_{m=1}^{k}\mathrm{E}\{(r_i - r_n)(r_i - r_m)\}$$
$$= \frac{k-1}{k^2}\sum_{i=1}^{k}(\mathrm{E}\{r_i^2\} - \mu^2) = \frac{k-1}{k}\sigma^2$$

这里，针对独立同分布随机变量，我们使用了 $\mathrm{E}\{r_i^2\} - \mu^2 = \sigma^2$ 和 $\mathrm{E}\{r_i r_j\} = \mathrm{F}(r_i)\mathrm{E}\{r_j\} = \mu^2$ 两个条件。正如可以看到的那样，$\mathrm{E}\{\hat{\sigma}_k^2\} \neq \sigma^2$。根据式（3.6），这意味着估计器是有偏的。然而，由于 $\lim_{k\to\infty}\mathrm{E}\{\hat{\sigma}_k^2\} = \sigma^2$，因而称该估计器为渐近无偏的。方差的无偏估计量为

$$\hat{\sigma}_k^2 = \frac{1}{k-1}\sum_{i=1}^{k}(r_i - \hat{\mu}_k)^2$$

3.1.2 克拉美罗下限（CRLB）

由于观测值 $\boldsymbol{r}$ 是包含噪声的，因而评价估计值的精度 $\hat{\alpha}(r)$ 是非常有益的。估计值的方差 $\mathrm{E}\{|\boldsymbol{\alpha} - \hat{\boldsymbol{\alpha}}(\boldsymbol{r})|^2\}$ 是用于量化估计器精度的一个常用指标。在例 3.1.1 中，我们已经计算出均值估计器的方差，参见式（3.4）。

方差越低，则估计器的精度越高。这一点可以从例 3.1.1 中看出来。在该实例中，我们为估计值的概率设置下限，使其维持在式（3.5）中真实参数附近的 $\pm\varepsilon$ 区间内。

3.1.2.1 柯西-施瓦茨不等式

提出与最佳估计器性能有关的问题是非常简单的，即估计值 $\hat{\boldsymbol{\alpha}}(\boldsymbol{r})$ 的方差下限。这一下限是由克拉美罗不等式提供的。估计值方差的克拉美罗下限（Cramér-Rao Lower Bound，CRLB）是基于柯西-施瓦茨不等式的。

定理 3.1.2 （柯西-施瓦茨不等式）假设 x 和 y 是域 $\mathbb{F}$ 上内积空间 $\boldsymbol{V}$ 中的元素，其中 $\langle x, y\rangle$：$\boldsymbol{V}\times\boldsymbol{V}\mapsto\mathbb{F}$ 表示内积。$\mathbb{F}$ 要么是实数域 $\mathbb{R}$，要么是复数域 $\mathbb{C}$。于是，$\forall \boldsymbol{x}, \boldsymbol{y}\in\boldsymbol{V}$，有

$$|\langle \boldsymbol{x},\boldsymbol{y}\rangle|^2 \leqslant \langle \boldsymbol{x},\boldsymbol{x}\rangle\langle \boldsymbol{y},\boldsymbol{y}\rangle$$

其中，$0\leqslant|\lambda|^2 = \lambda\lambda^* \in\mathbb{R}$ 表示 $\lambda\in\mathbb{F}$ 的平方绝对值。

证明： 使用正定性 $0\leqslant\langle \boldsymbol{x}, \boldsymbol{x}\rangle$，线性 $\langle\lambda\boldsymbol{x}, \boldsymbol{x}\rangle = \lambda\langle\boldsymbol{x},\boldsymbol{x}\rangle$ 和 $\langle\boldsymbol{x}+\boldsymbol{y},\boldsymbol{z}\rangle = \langle\boldsymbol{x},\boldsymbol{z}\rangle + \langle\boldsymbol{y},\boldsymbol{z}\rangle$，内积的共轭对称性 $\langle\boldsymbol{x},\boldsymbol{y}\rangle = \langle\boldsymbol{y},\boldsymbol{x}\rangle^*$，有

$$0\leqslant\langle\boldsymbol{x}-\lambda\boldsymbol{y},\boldsymbol{x}-\lambda\boldsymbol{y}\rangle = \langle\boldsymbol{x},\boldsymbol{x}\rangle - \lambda^*\langle\boldsymbol{x},\boldsymbol{y}\rangle - \lambda\langle\boldsymbol{x},\boldsymbol{y}\rangle^* + |\lambda|^2\langle\boldsymbol{y},\boldsymbol{y}\rangle$$

设定 $\lambda = \dfrac{\langle\boldsymbol{x},\boldsymbol{y}\rangle}{\langle\boldsymbol{y},\boldsymbol{y}\rangle}$，得到

$$0\leqslant\langle\boldsymbol{x},\boldsymbol{x}\rangle - \frac{\langle\boldsymbol{x},\boldsymbol{y}\rangle^*}{\langle\boldsymbol{y},\boldsymbol{y}\rangle^*}\langle x,y\rangle - \frac{\langle x,y\rangle}{\langle y,y\rangle}\langle\boldsymbol{x},\boldsymbol{y}\rangle^* + \frac{|\langle\boldsymbol{x},\boldsymbol{y}\rangle|^2}{|\langle\boldsymbol{y},\boldsymbol{y}\rangle|^2}\langle\boldsymbol{y},\boldsymbol{y}\rangle = \langle\boldsymbol{x},\boldsymbol{x}\rangle - \frac{|\langle\boldsymbol{x},\boldsymbol{y}\rangle|^2}{\langle\boldsymbol{y},\boldsymbol{y}\rangle}$$

重新排列这个等式，可得

$$|\langle \boldsymbol{x},\boldsymbol{y}\rangle|^2 \leqslant \langle \boldsymbol{x},\boldsymbol{x}\rangle\langle \boldsymbol{y},\boldsymbol{y}\rangle$$

定理3.1.2得证。

例3.1.3 （协方差）让我们考虑两个随机变量 X 和 Y 及其联合概率密度函数 $p_{XY}(x, y)$。我们将 X 和 Y 的协方差定义为

$$\begin{aligned}\mathrm{COV}\{X,Y\} &= \langle X-\overline{X},Y-\overline{Y}\rangle = \mathrm{E}_{XY}\{(X-\overline{X})(Y-\overline{Y})^*\}\\ &= \iint(x-\overline{X})(y-\overline{Y})^* p_{XY}(x,y)\mathrm{d}x\mathrm{d}y\end{aligned}$$

其中，$\overline{X}=\mathrm{E}_X\{X\} = \int x p_X(x)\mathrm{d}x$。根据定理3.1.2，协方差绝对值的平方

$$\begin{aligned}|\mathrm{COV}\{X,Y\}|^2 &= |\langle X-\overline{X},Y-\overline{Y}\rangle|^2\\ &\leqslant \langle X-\overline{X},X-\overline{X}\rangle\langle Y-\overline{Y},Y-\overline{Y}\rangle = \mathrm{VAR}\{X\}\mathrm{VAR}\{Y\}\end{aligned}\tag{3.7}$$

可以由随机变量 X 和 Y 的方差 $\mathrm{VAR}\{X\} = \mathrm{E}_X\{|(X-\overline{X})|^2\}$ 和 $\mathrm{VAR}\{Y\} = \mathrm{E}_Y\{|(Y-\overline{Y})|^2\}$ 来确定上界。由于

$$\langle X-\overline{X},Y-\overline{Y}\rangle = \langle X,Y\rangle - \overline{X}\ \overline{Y}^*$$

如果 $\overline{X}=0$ 或 $\overline{Y}=0$，则式（3.7）可简化为

$$|\langle X,Y\rangle|^2 = |\mathrm{E}_{XY}\{XY^*\}|^2 \leqslant \mathrm{VAR}\{X\}\mathrm{VAR}\{Y\}\tag{3.8}$$

3.1.2.2　克拉美罗下限推导

在开始推导克拉美罗下限（CRLB）之前，我们观察期望值

$$\mathrm{E}_{r|\alpha}\left\{\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\ln p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)\right\} = \int\left[\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\ln p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)\right]p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)\mathrm{d}\boldsymbol{r}$$

式中，$p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)$ 是实值参数 α（这是我们估计时感兴趣的参数）给定时观测值（测量值）向量的条件概率密度函数。注意到 $\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\ln p(\boldsymbol{r}\mid\alpha) = \frac{\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)}{p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)}$，并将积分和求导运算进行交换，得到

$$\mathrm{E}_{r\mid\alpha}\left\{\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\ln p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)\right\} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\int p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)\mathrm{d}\boldsymbol{r} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}1 = 0\tag{3.9}$$

我们对估计器 $\hat{\boldsymbol{\alpha}}(\boldsymbol{r})$ 的方差 $\mathrm{VAR}\{\hat{\boldsymbol{\alpha}}(\boldsymbol{r})\}$ 感兴趣。因此，我们研究协方差 $\mathrm{COV}\{\hat{\boldsymbol{\alpha}}(\boldsymbol{r}), \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\ln p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)$。根据式（3.9），第2个参数的期望值是0。考虑到式（3.8），可以对协方差进行简化。于是，使用柯西-施瓦茨不等式，有

$$\begin{aligned}\left|\mathrm{COV}\left\{\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\ln p(\boldsymbol{r}\mid\alpha),\hat{\boldsymbol{\alpha}}(\boldsymbol{r})\right\}\right|^2 &= \left|\mathrm{E}_{r\mid\alpha}\left\{\left[\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\ln p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)\right]\hat{\boldsymbol{\alpha}}(\boldsymbol{r})\right\}\right|^2\\ &\leqslant \mathrm{E}_{r\mid\alpha}\left\{\left|\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\ln p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)\right|^2\right\}\mathrm{VAR}\{\hat{\boldsymbol{\alpha}}(\boldsymbol{r})\}\end{aligned}\tag{3.10}$$

这里，我们用到了 $\mathrm{VAR}\left\{\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\ln p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)\right\} = \mathrm{E}_{r\mid\alpha}\left\{\left|\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\ln p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)\right|^2\right\}$，这是从式（3.9）推导出来的。我们仔细观察一下式（3.10）的左边：

$$\begin{aligned}
\mathrm{E}_{r\mid\alpha}\left\{\left[\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\ln p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)\right]\hat{\alpha}(\boldsymbol{r})\right. &= \iint\left[\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\ln p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)\right]\hat{\alpha}(\boldsymbol{r})p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)\mathrm{d}\boldsymbol{r} \\
&= \int\frac{\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)}{p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)}\hat{\alpha}(\boldsymbol{r})p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)\mathrm{d}\boldsymbol{r} \\
&= \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\int\hat{\alpha}(\boldsymbol{r})p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)\mathrm{d}\boldsymbol{r} \\
&= \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\mathrm{E}_{r\mid\alpha}\{\hat{\alpha}(\boldsymbol{r})\}
\end{aligned}$$

对式（3.10）重新进行排序，即可得到下面的定理。

定理 3.1.4 （克拉美罗下限）基于观测值 $\boldsymbol{r}$ 和条件概率密度函数 $p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)$，可以计算出参数 α 估计器 $\hat{\alpha}(\boldsymbol{r})$ 的方差下限

$$\mathrm{VAR}\{\hat{\alpha}(\boldsymbol{r})\} \geqslant \frac{\left|\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\mathrm{E}_{r\mid\alpha}\{\hat{\alpha}(\boldsymbol{r})\}\right|^2}{\mathrm{E}_{r\mid\alpha}\left\{\left|\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\ln p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)\right|^2\right\}} \tag{3.11}$$

如果估计器是无偏的（即 $\mathrm{E}_{r\mid\alpha}\{\hat{\alpha}(\boldsymbol{r})\}=\alpha$），则式（3.11）可简化为

$$\mathrm{VAR}\{\hat{\alpha}(\boldsymbol{r})\} \geqslant \frac{1}{\mathrm{E}_{r\mid\alpha}\left\{\left|\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\ln p(\boldsymbol{r}\mid\alpha)\right|^2\right\}} \tag{3.12}$$

例 3.1.5 （高斯均值估计的克拉美罗下限）我们回顾一下例 3.1.1，并仔细观察该实例中的均值估计。包含 k 个独立同分布标量高斯随机变量的多元高斯分布是

$$p(\boldsymbol{r}\mid\mu,\sigma^2) = (2\pi\sigma^2)^{-\frac{k}{2}}\mathrm{e}^{-\frac{1}{2\sigma^2}\sum_{i=1}^{k}(r_i-\mu)^2}$$

式中，μ 是分量的均值。首先，计算

$$\begin{aligned}
\mathrm{E}_{r\mid\mu}\left\{\left[\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\mu}\ln p(\boldsymbol{r}\mid\mu)\right]^2\right\} &= \mathrm{E}_{r\mid\mu}\left\{\left[\frac{1}{2\sigma^2}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\mu}\sum_{i=1}^{k}(r_i-\mu)^2\right]^2\right\} \\
&= \mathrm{E}_{r\mid\mu}\left\{\left[\frac{1}{2\sigma^2}\sum_{i=1}^{k}2(r_i-\mu)\right]^2\right\} \\
&= \frac{1}{\sigma^4}\mathrm{E}_{r\mid\mu}\left\{\left[\sum_{i=1}^{k}(r_i-\mu)\right]^2\right\} \\
&= \frac{1}{\sigma^4}\sum_{i=1}^{k}\mathrm{E}_{r\mid\mu}\{(r_i-\mu)^2\} \\
&= \frac{k}{\sigma^2}
\end{aligned}$$

例 3.1.1 中式（3.3）的估计器是无偏的。因此，我们可以应用式（3.12），得到

$$\mathrm{VAR}\{\hat{\mu}(\boldsymbol{r})\} \geqslant \frac{1}{\mathrm{E}_{r|\mu}\left\{\left[\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\mu}\ln p(\boldsymbol{r}\mid\mu)\right]^2\right\}} = \frac{\sigma^2}{k}$$

这意味着对于高斯分布来说，不存在能够提供均值估计方差优于$\frac{\sigma^2}{k}$的无偏估计器。在例 3.1.1 中，我们已明确计算出均值估计的方差。将该结果［参见式(3.4)］和我们先前已经计算出来的克拉美罗下限（CRLB）进行对比，可以看出，在例 3.1.1 中所使用的估计器是最优的。

3.2　传播时间

诸如到达时间（TOA）和到达时间差（TDOA）等基于传播时间的定位方法，需要来自于不同发射站点的信号接收时间的精确估计值。与无线通信中的帧同步类似，这是一个时间估计问题。接收信号受到干扰。

这些失真的一个主要来源是热噪声，我们通常将其建模为加性高斯白噪声(AWGN)。由于需要接收来自不同发射机的多个信号，因而可能会产生干扰。干扰功率本身取决于所使用信号的互相关特性。在本节中，我们将干扰看作是另一个加性高斯白噪声项。

考虑到噪声，接收时间的估计值也存在着误差。对于信号重复传输和接收时间估计，这会导致估计值在真实值周围波动。在本节中，我们将重点关注当加性高斯白噪声（AWGN）存在时的定时估计。

3.2.1　时间估计的克拉美罗下限

假设传输的是带限连续复值基带信号 $s(t)$。在接收端，完成离散信号抽样后，我们得到

$$r_l = s(lT_S - \tau) + n_l, l = -L, \cdots, +L$$

式中，n_l 表示均值为 0、方差为 $\mathrm{E}\{|n_l|^2\} = \sigma^2$ 的复值加性高斯白噪声（AWGN）。接收样本可用多元高斯概率密度函数来描述，即

$$p(\boldsymbol{r}\mid\tau) = (\pi\sigma^2)^{-(2L+1)}\mathrm{e}^{-\frac{1}{\sigma^2}\sum_{l=-L}^{L}|r_l - s(lT_S-\tau)|^2}$$

根据式（3.12），通过定义 $s_l(\tau) := s(lT_S - \tau)$，首先计算

$$\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}\ln p(\boldsymbol{r}\mid\tau) &= -\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}\frac{1}{\sigma^2}\sum_{l=-L}^{L}[r_l^{\mathrm{R}} - s_l^{\mathrm{R}}(\tau)]^2 + [r_l^{\mathrm{I}} - s_l^{\mathrm{I}}(\tau)]^2 \\ &= \frac{2}{\sigma^2}\sum_{l=-L}^{L}[r_l^{\mathrm{R}} - s_l^{\mathrm{R}}(\tau)]\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}s_l^{\mathrm{R}}(\tau) + [r_l^{\mathrm{I}} - s_l^{\mathrm{I}}(\tau)]\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}s_l^{\mathrm{I}}(\tau) \\ &= \frac{2}{\sigma^2}\sum_{l=-L}^{L}n_l^{\mathrm{R}}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}s_l^{\mathrm{R}}(\tau) + n_l^{\mathrm{I}}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}s_l^{\mathrm{I}}(\tau)\end{aligned}$$

式中 $(\cdot)^{R}$ 和 $(\cdot)^{I}$ 表示复数的实部和虚部。在绝对值平方上取期望，得到

$$\begin{aligned}
\mathrm{E}\left\{\left|\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}\ln p(\boldsymbol{r}\mid\tau)\right|^2\right\} &= \frac{4}{\sigma^4}\sum_{l=-L}^{L}\sum_{l'=-L}^{L}\mathrm{E}\left\{\left[n_l^{\mathrm{R}}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}s_l^{\mathrm{R}}(\tau)+n_l^{\mathrm{I}}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}s_l^{\mathrm{I}}(\tau)\right]\right.\\
&\quad\left.\left[n_{l'}^{\mathrm{R}}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}s_{l'}^{\mathrm{R}}(\tau)+n_{l'}^{\mathrm{I}}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}s_{l'}^{\mathrm{I}}(\tau)\right]\right\}\\
&= \frac{4}{\sigma^4}\sum_{l=-L}^{L}\underbrace{\mathrm{E}\{(n_l^{\mathrm{R}})^2\}}_{=\frac{\sigma^2}{2}}\left[\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}s_l^{\mathrm{R}}(\tau)\right]^2+\underbrace{\mathrm{E}\{(n_l^{\mathrm{I}})^2\}}_{=\frac{\sigma^2}{2}}\left[\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}s_l^{\mathrm{I}}(\tau)\right]^2\\
&= \frac{2}{\sigma^2}\sum_{l=-L}^{L}\left[\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}s_l^{R}(\tau)\right]^2+\left[\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}s_l^{\mathrm{I}}(\tau)\right]^2\\
&= \frac{2}{\sigma^2}\sum_{l=-L}^{L}\left|\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}s_l(\tau)\right|^2
\end{aligned} \tag{3.13}$$

这里，我们假设不相关高斯噪声，即 $\mathrm{E}\{n_l^{\mathrm{R}}n_{l'}^{\mathrm{I}}\}=0$ 和 $\mathrm{E}\{n_l^{\mathrm{R}}n_{l'}^{\mathrm{R}}\}=\mathrm{E}\{n_l^{\mathrm{I}}n_{l'}^{\mathrm{I}}\}=\frac{\sigma^2}{2}\delta_{ll'}$。我们将从式（3.13）得到的结果代入式（3.12）中，可以得到，当 $L\to\infty$ 时，有

$$\mathrm{VAR}\{\hat{\tau}(\boldsymbol{r})\}\geqslant\frac{\sigma^2}{2\sum\limits_{l=-\infty}^{\infty}\left|\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}s(lT_S-\tau)\right|^2} \tag{3.14}$$

显而易见，克拉美罗下限取决于噪声功率。从式（3.14）中可以观察到，这种关系是线性的。如果我们使用因子 10（10dB）来提高信噪比（Signal to Noise Ratio，SNR），则克拉美罗下限以同一因子 10（10dB）降低。

此外，信号特性也会影响克拉美罗下限。我们对 $s(t)$ 抽样导数的绝对值平方进行求和。因此，信号变化越迅速，克拉美罗下限将会越低。下面，我们将通过从 $s(t)$ 的频谱角度描述克拉美罗下限，来详细澄清这种关系。

3.2.1.1 频域描述

前面已经看出，对于定时估计来说，信号急剧变化会导致克拉美罗下限降低。通过观察信号频谱，可以轻易看出信号变化特性。使用傅里叶变换，我们使用发射信号的频谱 $S(f)$ 将发射信号描述为

$$s(t)=\int_{-\infty}^{+\infty}S(f)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi ft}\mathrm{d}f$$

假设发射信号为带限信号，即当 $|f|>\frac{B}{2}$ 时，$S(f)=0$。因此，我们可以使用抽样时间 $T_S=\frac{1}{B}$ 对连续时间信号进行抽样，得到

$$s(lT_s)=\int_{-\frac{1}{2T_S}}^{+\frac{1}{2T_S}}S(f)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi flT_S}\mathrm{d}f$$

逆变换是时间离散傅里叶级数

$$\tilde{S}(f) = T_S \sum_{l=-\infty}^{+\infty} S(lT_S)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f l T_S}$$

需要注意的是，$\tilde{S}(f) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} S(f-mB)$ 是 $S(f)$ 的周期性扩展。由于受到带宽的限制，当 $|f| \leqslant \frac{B}{2}$ 时，$S(f) = \tilde{S}(f)$。根据式（3.14），我们将时间偏移 τ 考虑在内，得到导数

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}S(lT_S-\tau) = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}\int_{-\frac{1}{2T_S}}^{+\frac{1}{2T_S}} S(f)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f(lT_S-\tau)}\mathrm{d}f \tag{3.15}$$

$$= \int_{-\frac{1}{2T_S}}^{+\frac{1}{2T_S}} \underbrace{-\mathrm{j}2\pi f S(f)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f\tau}}_{\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}S(lT_S-\tau)\text{的傅里叶变换}} \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f l T_S}\mathrm{d}f$$

利用 Parseval 定理

$$\int_{-\frac{1}{2T_S}}^{+\frac{1}{2T_S}} |S(f)|^2\mathrm{d}f = T_S\sum_{l=-\infty}^{+\infty}|S(lT_S)|^2$$

结合式（3.14）和式（3.15），得到

$$\mathrm{VAR}\{\hat{\tau}(\boldsymbol{r})\} \geqslant \frac{\sigma^2 T_S}{8\pi^2\int_{-\frac{1}{2T_S}}^{+\frac{1}{2T_S}} f^2|S(f)|^2\mathrm{d}f} \tag{3.16}$$

于是，$\mathrm{VAR}\{\hat{\tau}(\boldsymbol{r})\}$ 对噪声方差 σ^2 的依赖关系是非常简单的。仔细观察式（3.16）的分母会发现，在较高频率上消耗信号能量，会使得积分增大，从而获得更好的定时估计性能。

在极端情况下，整个信号能量被消耗在最高频率 $f=\pm\frac{B}{2}$ 处。这证明了上一节的结论，即我们已经看出，发射信号 $S(t)$ 的急剧变化对于定时估计来说是非常有益的。

3.2.1.2　正交频分复用（OFDM）

在本节中，我们将考虑正交频分复用（Orthogonal Frequency Division Multiplexing，OFDM）中的定时估计，这会导致频域中克拉美罗下限另一种形式的出现。OFDM 是一种多载波调制方案，可部署于诸多无线宽带通信标准，如无线局域网

(WLAN)、全球微波互联接入(Worldwide Interoperability for Microwave Access, WiMAX)或3GPP(Third Generation Partnership Project,第三代协作项目组织)-LTE(Long Term Evolution,长期演进)(参见第8章)。

在OFDM系统中,复值基带发射信号一般是通过频域中使用复值符号 Sn 在 N 个子载波上进行调制设计而成的。我们选择子载波的间隔(即相邻子载波的频率差),使得子载波是正交的。当子载波间隔 $f_{SC}=\frac{1}{T_{\mathrm{OFDM}}}$(其中 T_{OFDM} 为OFDM符号的持续时间)时,正交性成立。发射信号 $s(t)$ 可表示为

$$S(t) = \frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=\left\lfloor -\frac{N-1}{2}\right\rfloor}^{\left\lfloor \frac{N-1}{2}\right\rfloor} S_n \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi n f_{SC} t}$$

通过离散傅里叶逆变换,我们可以得到信号的延迟和抽样版本。求导之后,得到的 N 个时域抽样

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}S(lT_S-\tau)=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=\left\lfloor -\frac{N-1}{2}\right\rfloor}^{\left\lfloor \frac{N-1}{2}\right\rfloor} -\mathrm{j}2\pi n f_{SC} S_n \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi n f_{SC}(lT_S-\tau)},c=0,\cdots,N-1$$

需要注意的是,目前我们拥有一个时限信号。从式(3.14)的分母开始,计算

$$\begin{aligned}
\sum_{l=-\infty}^{\infty}\left|\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}S(lT_S-\tau)\right|^2 &= \sum_{l=0}^{N-1}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}S(lT_S-\tau)\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}S(lT_S-\tau)^* \\
&= \frac{1}{N}\sum_{l=0}^{N-1}\sum_{m,n=\left\lfloor -\frac{N-1}{2}\right\rfloor}^{\left\lfloor \frac{N-1}{2}\right\rfloor} 4\pi^2 mn f_{SC}^2 S_m^* S_n \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{SC}(lT_S-\tau)(n-m)} \\
&= \frac{1}{N}\sum_{m,n=\left\lfloor -\frac{N-1}{2}\right\rfloor}^{\left\lfloor \frac{N-1}{2}\right\rfloor} 4\pi^2 mn f_{SC}^2 S_m^* S_n \underbrace{\sum_{l=0}^{N-1}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{SC}(lT_S-\tau)(n-m)}}_{=N\delta_{mn}} \\
&= 4\pi^2 f_{SC}^2 \sum_{n=\left\lfloor -\frac{N-1}{2}\right\rfloor}^{\left\lfloor \frac{N-1}{2}\right\rfloor} n^2 |S_n|^2
\end{aligned}$$

将该结果代入式(3.14),可得

$$\mathrm{VAR}\{\hat{\tau}(\boldsymbol{r})\} \geqslant \frac{\sigma^2}{8\pi^2 f_{SC}^2 \sum_{n=\left\lfloor -\frac{N-1}{2}\right\rfloor}^{\left\lfloor \frac{N-1}{2}\right\rfloor} n^2 |S_n|^2} \tag{3.17}$$

在OFDM的情形中,这一结果再次表明克拉美罗下限(CRLB)对发射信号频谱特性的依赖性。对于频谱边缘的子载波来说,消耗可用信号能量能够实现分母中

的总和最大化，或等价表述为，能够提供最佳定时估计性能。我们还观察到，对于子载波 0 来说，消耗能量不利于提升定时估计性能。

通常，OFDM 调制可利用快速傅里叶逆变换（Inverse Fast Fourier Transform，IFFT）来实现，它要求 N 是 2 的幂。为了保持使用子载波数 N_u 的灵活性，需要用到零填充。这意味着我们不使用$\frac{N_u}{2} \leqslant |n| < \frac{N}{2}$范围内的子载波，即对于这些子载波，我们设定 $S_n = 0$。式（3.17）的应用非常简单，我们将会在下一个例子中对其进行说明。

例 3.2.1（能量均匀分布的 OFDM 的克拉美罗下限）假设在所使用的子载波 $-M$，…，$+M$（这些子载波对称分布在子载波 0 周围）中，信号能量的等价分布为

$$|S_n|^2 = \begin{cases} |S|^2, n \leqslant \dfrac{N}{2} \\ 0, \text{其他} \end{cases}$$

在这种情况下，所使用子载波数是 $N_u = 2M + 1$。使用式（3.17），可以得到

$$\mathrm{VAR}\{\hat{\tau}(\boldsymbol{r})\} \geqslant \frac{\sigma^2}{8\pi^2 f_{SC}^2 |S|^2 \sum\limits_{n=-M}^{M} n^2} = \frac{1}{8\pi^2 f_{SC}^2 \dfrac{|S|^2 M(M+1)(2M+1)}{\sigma_2 \quad\quad 3}} \tag{3.18}$$

占用的带宽为

$$B = N_u f_{SC} = N_u \times 15\,\mathrm{kHz}$$

式中，$f_{SC} = 15\mathrm{kHz}$ 是 3GPP-LTE 的子载波间隔（参见第 8.3 节）。图 3.1 给出了用于距离估计的克拉美罗下限（CRLB），采用的形式是在不同接收机子载波信噪比（SNR）

$$\mathrm{SNR} = \frac{|S|^2}{\sigma^2}$$

的情况下，标准方差 stddev $= c\sqrt{\mathrm{VAR}\{\hat{\tau}(\boldsymbol{r})\}} = 3 \times 10^8 \mathrm{m/s} \times \sqrt{\mathrm{VAR}\{\hat{\tau}(\boldsymbol{r})\}}$与信号带宽 B 之间的关系。

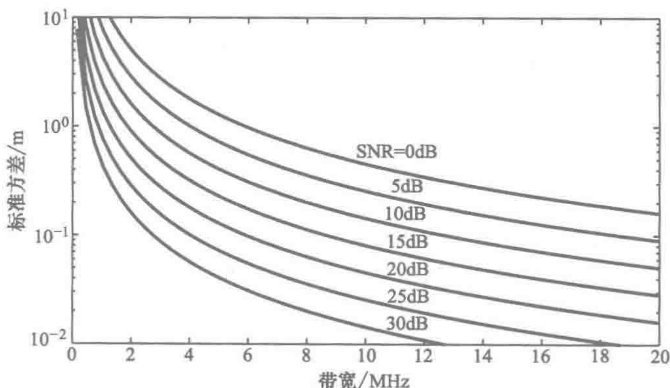


图 3.1　TOA 距离估计中的克拉美罗下限

对占用带宽的强依赖性是显而易见的。同时，这也表明针对定时的高带宽信号值分别围绕估计值发生变化。

3.2.2 高斯白噪声中的定时估计

假设在接收信号的复基带上有 L 个抽样，抽样值为

$$r_{\ell}=S(\ell T_S-\tau)+n(\ell),\ell=0,\cdots,L-1$$

这些抽样值由发射信号 $S(t)$ 组成，同时还受到一个时延为 τ 的影响，以及遭受到一个均值为 0、方差 $\mathrm{E}\{|n_{\ell}|^2\}=\sigma^2$ 的加性高斯白噪声的干扰。

那么，这里有一个问题，就是我们如何能够从测量信号 r_l 中提取信号对信号延时 τ 的估计值呢？因此，需要找到一种最佳的度量值，可以反映信号时延 τ 的变化。一个非常合适的度量指标就是“后验概率”，即

$$p(\boldsymbol{\tau}\mid\boldsymbol{r})=\frac{p(\boldsymbol{r}\mid\boldsymbol{\tau})p(\boldsymbol{\tau})}{p(\boldsymbol{r})}$$

通过使这个概率最大化，来实现最大后验估计（MAP）

$$\hat{\boldsymbol{\tau}}(\boldsymbol{r})=\arg\max_{\tau}p(\boldsymbol{\tau}\mid\boldsymbol{r})=\arg\max_{\tau}p(\boldsymbol{r}\mid\boldsymbol{\tau})p(\boldsymbol{\tau})$$

我们采用对数概率的表示形式取代上式中的概率形式，来表示最大值，就有

$$\hat{\boldsymbol{\tau}}(\boldsymbol{r})=\arg\max_{\tau}\ln p(\boldsymbol{r}\mid\boldsymbol{\tau})+\ln p(\boldsymbol{\tau})$$

应用最大后验估计规则，必须要先知道“先验概率” $p(\boldsymbol{\tau})$。然而，如果事先不知道先验概率，则一般我们假设输入是均匀分布的。在这种假设条件下，就可以实现“最大似然（ML）估计”规则，

$$\hat{\boldsymbol{\tau}}(\boldsymbol{r})=\arg\max_{\tau}\ln p(\boldsymbol{r}\mid\boldsymbol{\tau}) \tag{3.19}$$

从而，实现似然函数 $p(\boldsymbol{r}\mid\boldsymbol{\tau})$ 的最大化取值。对于 AWGN 来说，条件概率密度函数 $p(\boldsymbol{r}\mid\boldsymbol{\tau})$ 是一个多元高斯分布

$$p(\boldsymbol{r}\mid\boldsymbol{\tau})=(\pi\boldsymbol{\sigma}^2)^{-L}\mathrm{e}^{-\frac{1}{\sigma^2}\sum_{\ell=0}^{L-1}|r_{\ell}-S(\ell T_S-\tau)|^2}$$

在这种情况下，最大似然估计等同于 $\boldsymbol{r}$ 与 $s(\boldsymbol{\tau})=[s_0(\boldsymbol{\tau}),\cdots,s_{L-1}(\boldsymbol{\tau})]^T$ 的最小平方欧式距离。其中，$s_{\ell}(\boldsymbol{\tau})=s(\ell T_S-\boldsymbol{\tau})$，$\ell=0,\cdots,L-1$。

$$\hat{\boldsymbol{\tau}}(\boldsymbol{r})=\arg\min_{\tau}\|\boldsymbol{r}-s(\tau)\|_2^2=\arg\min_{\tau}\sum_{\ell=0}^{l-1}|r_{\ell}-S(\ell T_S-\boldsymbol{\tau})|^2 \tag{3.20}$$

该式也称为最小方均误差（MSE）估计。展开式（3.20）中的各项，得到

$$\hat{\boldsymbol{\tau}}(\boldsymbol{r})=\arg\min_{\tau}\sum_{\ell=0}^{L-1}|r_{\ell}|^2+|S(\ell T_S-\boldsymbol{\tau})|^2-2\mathrm{Re}\{r_{\ell}S(\ell T_S-\boldsymbol{\tau})^*\}$$

式中，Re{ } 表示取复数的实数部分。由于 $\sum_{\ell=0}^{L-1}|r_{\ell}|^2$ 与 $\boldsymbol{\tau}$ 的变化无关，出于简化考虑可忽略此项。此外，$\sum_{\ell=0}^{L-1}|S(\ell T_S-\boldsymbol{\tau})|^2$ 是一个关于 $\boldsymbol{\tau}$ 的常量，因此可见，式（3.20）的最小化等价于最大化该互相关项的实数部分

$$\hat{\boldsymbol{\tau}}(\boldsymbol{r})=\arg\max_{\tau}\mathrm{Re}\left\{\sum_{\ell=0}^{L-1}r_{\ell}S(\ell T_S-\boldsymbol{\tau})^*\right\} \tag{3.21}$$

假设这些信号都是复值基带信号。在发送端，信号 $s(t)$ 被上变频到射频频段，然后再发射出去。在接收端，射频信号必须经过下变频变换到基带频段。通常这些工作是通过使用混频器和振荡器完成的。我们通常并不知道这些振荡器的载波相位和频率。在相干接收机中，这些参数经过估计和补偿，使得接收机收到的复值基带信号能够呈现出正确的相位。假设有一个任意的相位偏移常量 $\Delta\Phi$ 和振荡频率偏移常量 Δf_0，式（3.21）中的相关数就可以修改为 $e^{j\Delta\Phi}\sum_{\ell=0}^{L-1}e^{j2\pi\Delta f_0\ell T_S}r_\ell S(\ell T_S-\tau)^*$。一方面，我们发现相位偏移会使相关值结果的相位发生偏移，如果我们不知道相位偏移的大小，式（3.21）中实数部分的最大取值也就失去了意义。另一方面，频率偏移项留在相加和项中，降低了结果的相关性。为了避免引入常量相位偏移，我们可以使用相关求和绝对值的形式来替代，从而也就得出了“非相干定时估计”。

$$\hat{\tau}(\boldsymbol{r}) = \arg\max_{\tau}\left|\sum_{\ell=0}^{L-1} r_\ell S(\ell T_S-\tau)^*\right| \tag{3.22}$$

其中，我们忽略了载波频率偏移。由于采用绝对值的形式，一些包含在 r_ℓ 中的噪声呈现出平方的形式。如果这些噪声的功率相对于那些线性噪声的功率足够小，那么这些项也可以被忽略。不过，在低信噪比的情况下，这些平方项会导致信噪比恶化，也就是所谓的“平方损耗”。

3.2.2.1　实现：延迟锁相环（DLL）

随后我们将介绍一种定时估计方法的实现。先从式（3.19）中的最大似然估计准则开始，通过将该 log 似然函数关于 τ 的一阶导数取值设置为 0，找出 r_ℓ 与 $S(\ell T_S-\tau)$ 之间的最小欧式距离

$$\begin{aligned}
\frac{d}{d\tau}\ln p(\boldsymbol{r}\mid\tau) &= -\frac{1}{\sigma^2}\frac{d}{d\tau}\sum_{\ell=0}^{L-1}\left|r_\ell - S(\ell T_S-\tau)\right|^2 \\
&= -\frac{1}{\sigma^2}\left(\underbrace{\frac{d}{d\tau}\sum_{\ell=0}^{L-1}|r_\ell|^2}_{\frac{d}{d\tau}\text{const.}=0} + \frac{d}{d\tau}\sum_{\ell=0}^{L-1}\left|S(\ell T_S-\tau)\right|^2 - \frac{d}{d\tau}\sum_{\ell=0}^{L-1}2\mathrm{Re}\{r_\ell S(\ell T_S-\tau)^*\}\right) \\
&= -\frac{1}{\sigma^2}\frac{d}{d\tau}\sum_{\ell=0}^{L-1}\left|S(\ell T_S-\tau)\right|^2 + \frac{2}{\sigma^2}\frac{d}{d\tau}\sum_{\ell=0}^{L-1}\mathrm{Re}\{r_\ell S(\ell T_S-\tau)^*\} \overset{!}{=} 0
\end{aligned} \tag{3.23}$$

然后，求解 τ。对于式（3.23）中的导数，我们已经假设了关于 τ 的信号能量是一个常量。在这种情况下，就有

$$\frac{d}{d\tau}\sum_{\ell=0}^{L-1}\left|S(lT_S-\tau)\right|^2 = \frac{d}{d\tau}\text{const.} = 0$$

并且，式（3.23）可以简化为

$$\mathrm{Re}\left\{\sum_{\ell=0}^{L-1} r_l \frac{d}{d\tau}S(lT_S-\tau)^*\right\} \overset{!}{=} 0 \tag{3.24}$$

该式是式（3.21）最大搜索概率的必要条件。如果我们用 || 取代 Re{}，就可以得到该式的非相干版本。使用如图 3.2 所示的闭合控制回路，可以通过迭代的方式求解出式（3.24）中的 τ。若要实现该式，可将式（3.24）中的微分项近似成间隔为 Δ 的差分项，也就是

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}S(lT_S-\tau)\approx\frac{S\left(lT_S-\tau+\frac{\Delta}{2}\right)-S\left(lT_S-\tau-\frac{\Delta}{2}\right)}{\Delta}$$

环路滤波器通常包含一个积分部分，用以保证对 $\hat{\tau}$ 的估计服从最大似然估计。这也就意味着，在稳态环境下环路滤波器的输入信号为 0，这也服从了由式（3.24）得出的最大似然准则。

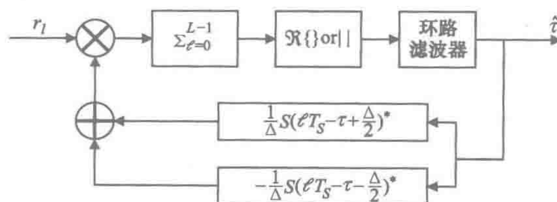


图 3.2 延迟锁相环（DLL）

3.2.2.2 差分定时估计

通过前面的内容，我们知道，可以通过在接收端找出接收信号与传输信号的最大互相关值进行定时估计。相反，差分相关方法只需要了解合适的信号结构信息，而不需要全部的信号内容信息。例如，信号的对称结构等。现在，考虑一种周期长为 L 的信号结构，以 $\ell=0$ 开始

$$S(\ell T_S)=S[(\ell+L/2)T_S],\ell=0,\cdots,\frac{L}{2}-1,$$

该信号可以分成相同的两半。由于离散傅里叶变换的特性，这样的信号可以通过将每一个相隔的子载波设置为 0 来构造，如图 3.3 所示。假设接收到的信号 $r_\ell=S(\ell T_S-\tau)+n_\ell$，受到 AWGN 的干扰损坏，我们把该信号同延迟 $L/2$ 抽样间隔的原信号进行相关处理，就可以估计出该接收信号的时延 τ（根据 1997 年 Schmidl 与 Cox 提出的理论）。差分相关器的输出为

$$D_k=\sum_{\ell=0}^{\frac{L}{2}-1}r_{\ell+k}r^*_{\ell+k+L/2}\tag{3.25}$$

通过该输出获取相关峰值，就有

$$\hat{k}_0=\arg\max_k\mathrm{Re}\{D_k\}$$

该式给出了对时延 τ 的估计，即 $\hat{\tau}(r)=k_0T_S$。差分相关的原理如图 3.3 所示，相关窗口在接收的信号上移动。如果接收信号在该窗口内出现相同的两半，那么就能够得到相关峰值。通常在 OFDM 系统中，信号会含有一个循环前缀形式的保护

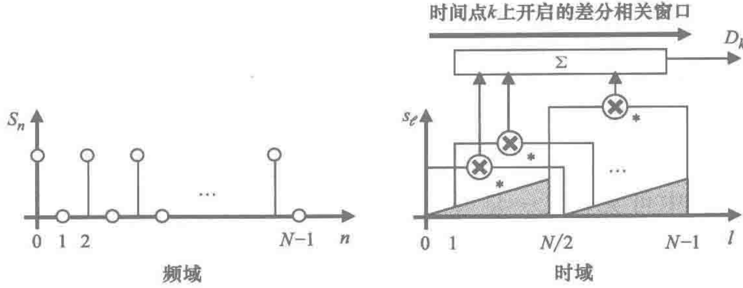


图 3.3　差分相关

间隔。在这种情况下，相关函数 D_k 会呈现出平台状的峰值（根据 1977 年 Schmidl 和 Cox 提出的理论），这会降低定时估计的性能。对于这种情况，可以采用增加信号周期数量的方法缓解这个平台效应（参见 2003 年 Minn 等人发表的论文）。

如果系统中载波的相位和频率发生偏移，则信号可表示为 $\tilde{r}_\ell = e^{j\Delta\Phi + j2\pi\Delta f_0 l T_S} r_l$。此时，式（3.25）可改写为

$$\begin{aligned}
\tilde{D}_k &= \sum_{\ell=0}^{\frac{L}{2}-1} \tilde{r}_{\ell+k} \tilde{r}^*_{\ell+k+L/2} \\
&= \sum_{\ell=0}^{\frac{L}{2}-1} r_{\ell+k} e^{j\Delta\Phi} e^{j2\pi\Delta f_0(\ell+k)T_S} r^*_{\ell+k+L/2} e^{-j\Delta\Phi} e^{-j2\pi\Delta f_0(\ell+k+L/2)T_S} \\
&= e^{-j2\pi\Delta f_0 L/2 T_S} \sum_{\ell=0}^{\frac{L}{2}-1} r_{\ell+k} r^*_{\ell+k+L/2} \\
&= e^{-j2\pi\Delta f_0 L/2 T_S} D_k
\end{aligned}$$

我们从该式中可以看到，载波相位偏移被抵消掉了。然而，载波频率偏移仍然存在，并使相关结果产生了一个常量的相位旋转。不过，对于定时估计来说，我们可以对相干和采用取绝对值的形式替代它的实数部分，从而摆脱这一相位因素。

$$\hat{k}_0 = \arg\max_k |\tilde{D}_k| = \arg\max_k |D_k|$$

3.2.2.3　反向差分定时估计

在 OFDM 中，存在另一种方法可以产生在时域中对称的信号。此类信号由频域中的实数值码元产生。通过对实数值频域信号 S_n，$n=0$，…，$N-1$ 应用逆离散傅里叶变换（DFT），获得相应的时域信号 s_k，$k=0$，…，$N-1$。如果要使用实值频域码元，则 $\mathrm{Im}\{S_n\}=0$ 或 $S_n=S_n^*$。

为了演示产生的结果的对称性，我们在时域 $N-\ell$ 上运用逆 DFT，得到

$$S_{N-\ell} = \frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=0}^{N-1} S_n e^{j\frac{2\pi}{N}n(N-\ell)} = \frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=0}^{N-1} S_n \underbrace{e^{j2\pi n}}_{=1} e^{-j\frac{2\pi}{N}n\ell}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{N}}\Big(\sum_{n=0}^{N-1} \underbrace{S_n^*}_{=S_n} e^{j\frac{2\pi}{N}n\ell}\Big)^* = s_\ell^*$$

从上式结果中可见，这一信号中的后一半部分是前一半部分的共轭复数镜像，图 3.4 展示了这种对称性。对于这种对称性，我们必须应用反向差分相关（参见 2007 年 Berggren 与 Popovic 的论文），也就是说，我们需要将接收的信号同其后续间隔的反向信号镜像做相关处理，如图 3.4 所示。由于反向镜像信号已经是共轭复数，因此对于差分相关来说，不再需要对接收信号的共轭处理。

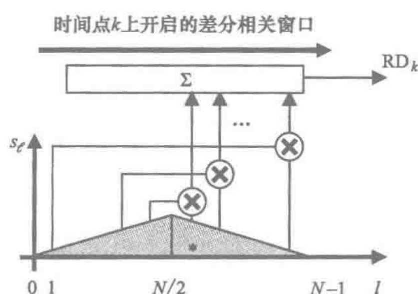


图 3.4　反向差分相关

$$RD_k = \sum_{\ell=1}^{\frac{N}{2}-1} r_{k+\ell} r_{N-\ell+k} \tag{3.26}$$

我们仍然可以通过查找相关峰值来实现对信号时延 τ 的估计，如果使用相干定时估计，就可以得到

$$\hat{k}_0 = \arg\max_k \mathrm{Re}\{RD_k\}$$

如果接收到一个含有载波相位偏移和载波频率偏移的信号 $\tilde{r}_\ell = e^{j\Delta\Phi + j2\pi\Delta f_0 \ell T_s} r_\ell$，就有

$$\tilde{RD}_k = \sum_{\ell=1}^{\frac{N}{2}-1} \tilde{r}_{k+\ell} \tilde{r}_{N-\ell+k}$$

$$= \sum_{\ell=1}^{\frac{N}{2}-1} e^{j\Delta\Phi + j2\pi\Delta f_0 T_S(k+\ell)} r_{k+\ell} e^{j\Delta\Phi + j2\pi\Delta f_0 T_S(N-\ell+k)} r_{N-\ell+k}$$

$$= e^{j\Delta\Phi + j2\pi\Delta f_0 T_S(2k+N)} RD_k$$

同式（3.26）中的相干相关比较，从上式中可见该相关结果中的相位偏移。对于差分相关来说，我们可以使用非相干估计方法

$$\hat{k}_0 = \arg\max_k |\tilde{RD}_k| = \arg\max_k |RD_k|$$

对于这两种差分相关方法来说，时延都只能在抽样时间间隔 T_S 中被量化。为了克服这一限制，我们可以对接收的信号进行插值处理。我们可以通过在接收机的前端放置一个包含相关实体的闭合回路，在该回路中通过控制信号抽样单元的相

位，来实现这一处理。插值处理可以在频域中实现。使用离散傅里叶变换，任意信号的时移变化与相应的频域码元相位变化之间呈线性增长关系。后面，我们将详细介绍这一方法。

3.2.2.4　频域中的定时估计

在 OFDM 中，信号处理一般在频域中进行。在发射机中，信号在使用逆 DFT 变换成时域信号之前，会先在频域中进行界定和复用。在接收机中，这一过程被还原。时域抽样信号被转换成频域信号，随后进行信号处理，比如信道估计和数据码元检测等处理。前面，我们已经看到了基于抽样信号的时域定时估计。其中，估计精度取决于抽样时间间隔。在 3GPP-LTE 中，子载波间隔为 $f_{SC}=15\text{kHz}$（详细介绍请参见本书第 8.3 节）。使用长度 $N=2048$ 的 FFT，可以得到采样时间间隔为 $T_S=\frac{1}{Nf_{SC}}=32.55\text{ns}$。对基于 OFDM 的通信来说，这样的抽样时间具有的精度足以满足要求。即便是轻微的不准确，也可以通过使用保护时间间隔来克服，以及使用信道估计与均衡进行补偿。然而，对于以定位为目的的应用来说，一次时间抽样产生的估计错误会导致高达 $cT_S=32.55\text{ns}\times3\times10^8\text{m/s}=9.77\text{m}$ 的距离差错，这对于很多应用程序来说是不可接受的。因此，我们需要采用非离散的定时估计方法，这也就意味着我们必须应用插值。例如，从式（3.21）或式（3.22）的相干和中可以看到，我们假设时延参数 $\tau\in\mathbb{R}$，也就是说，该参数是连续的而不是离散的。在 OFDM 中，信号处理主要基于在频域内的抽样数据上进行的，非常便于插值的使用。为了说明这一点，我们来看一下离散时间傅里叶变换的定义，通过下式可以得到在复基带上的时间连续信号。

$$S(t)=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=\lfloor-\frac{N-1}{2}\rfloor}^{\lfloor\frac{N-1}{2}\rfloor}S_n\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi nf_{SC}t}$$

通过在时间变量 $t=\ell T_S=\ell\frac{1}{Nf_{SC}}$ 上的抽样，可以得到逆 DFT 的定义。我们让 $t=(\ell T_S-\tau)$，得到

$$\begin{aligned}S(\ell T_S-\tau)&=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=\lfloor-\frac{N-1}{2}\rfloor}^{\lfloor\frac{N-1}{2}\rfloor}S_n\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi nf_{SC}(\ell T_S-\tau)}\\&=\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=\lfloor-\frac{N-1}{2}\rfloor}^{\lfloor\frac{N-1}{2}\rfloor}\underbrace{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi nf_{SC}\tau}S_n}_{S(\ell T_S-\tau)\text{的DFT}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{N}n\ell}\end{aligned}\tag{3.27}$$

因此，连续的时间偏移将对应于在频域中信号码元产生的线性增长的相位偏移。利用式（3.27）的这一属性，可以将式（3.21）中的相干和表示为

$$\sum_{\ell=0}^{N-1} r_\ell s(\ell T_S-\tau)^* = \sum_{\ell=0}^{N-1}\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{m=\lfloor -\frac{N-1}{2}\rfloor}^{\lfloor \frac{N-1}{2}\rfloor} R_m e^{j\frac{2\pi}{N}m\ell}\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=\lfloor -\frac{N-1}{2}\rfloor}^{\lfloor \frac{N-1}{2}\rfloor} e^{j2\pi n f_{SC}\tau} S_n^* e^{-j\frac{2\pi}{N}n\ell}$$

$$= \frac{1}{N}\sum_{m=\lfloor -\frac{N-1}{2}\rfloor}^{\lfloor \frac{N-1}{2}\rfloor}\sum_{n=\lfloor -\frac{N-1}{2}\rfloor}^{\lfloor \frac{N-1}{2}\rfloor} R_m e^{j2\pi n f_{SC}\tau} S_n^* \underbrace{\sum_{\ell=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}(m-n)\ell}}_{=N\delta_{mn}}$$

$$= \sum_{n=\lfloor -\frac{N-1}{2}\rfloor}^{\lfloor \frac{N-1}{2}\rfloor} e^{j2\pi n f_{SC}\tau} R_n S_n^*$$

借助这一结果，可以将频域中的相干定时估计重写为

$$\hat{\tau}(r) = \arg\max_{\tau} \mathrm{Re}\left\{\sum_{n=\lfloor -\frac{N-1}{2}\rfloor}^{\lfloor \frac{N-1}{2}\rfloor} e^{j2\pi n f_{SC}\tau} R_n S_n^*\right\} \tag{3.28}$$

对于非相干的情况，可以得到

$$\hat{\tau}(r) = \arg\max_{\tau} \left|\sum_{n=\lfloor -\frac{N-1}{2}\rfloor}^{\lfloor \frac{N-1}{2}\rfloor} e^{j2\pi n f_{SC}\tau} R_n S_n^*\right| \tag{3.29}$$

例 3.2.2 （3GPP-LTE 中的同步）3GPP-LTE 的帧结构包含用于定时的序列字段、载波相位、频率偏移，以及检测到的 Cell-ID（见本书第 8.3 节）。这些信号被称作主同步信号（Primary Synchronization Sequence，PSS）和辅同步信号（Secondary Synchronization Sequence，SSS）。它们具有 62 个码元长度，占用的子载波序号为 $n = -31, -30, \cdots, -1, +1, +2, \cdots, +31$。需要注意的是，子载波在频率为 0 处没有被使用。我们继续来分析实例 3.2.1，使用式（3.18）计算在子载波 $\mathrm{SNR} = \frac{|S|^2}{\sigma^2}$ 时，与之相对应的测距性能的 CRLB。其中，$N_u = 2M + 1 = 2 \times 31 + 1 = 63$。当子载波间隔 $f_{SC} = 15\mathrm{kHz}$ 时，3GPP-LTE 的同步信号占据带宽为

$$B = N_u f_{SC} = 63 \times 15\mathrm{kHz} = 945\mathrm{kHz}$$

我们对由式（3.28）和式（3.29）得出的相干估计和非相干估计的仿真结果进行对比，比较通过它们计算出的边界值，对比结果如图 3.5 所示。从中可以看到，在较大 SNR 的范围内，相干定时估计和非相干定时估计都能达到这一边界。只有在 SNR 非常低时，估计性能会偏离这一边界。而且，此时相干与非相干估计之间的性能差异也是显而易见的。

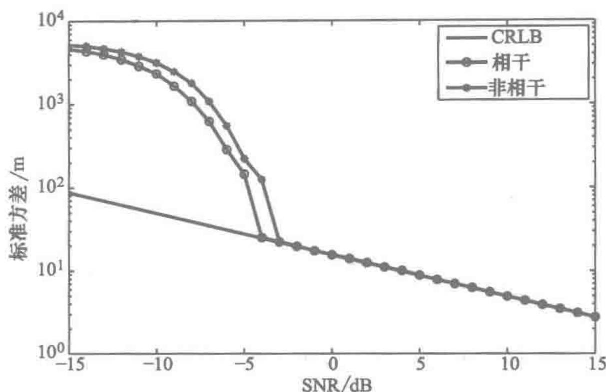


图 3.5 TOA 距离估计性能

3.3 到达角（AOA）

入射波阵面的 AOA（Angle of Arrival，到达角）是另一种可以用来估计发射机位置所在方向的参考量。正如在本书第 2.2.4 节里已经指出的，我们假设 LOS 传播可以用来进行定位。不过，对于像诸如衍射、折射，或反射的传播效果来说，会改变波阵面的方向，从而导致做出错误的定位估计。为此，本节我们主要关注 AOA 估计。我们需要借助入射波阵面的方向进行信号的测量。定向天线可以为我们提供这种测量的依据。随后，再来分析天线阵列的情况，借助适当的数字信号处理方法，同样可以使其形成波束。

3.3.1 均匀线阵天线

如图 3.6 所示，假设一组由 L 个相同的天线元件组成的线性天线阵列。相邻天

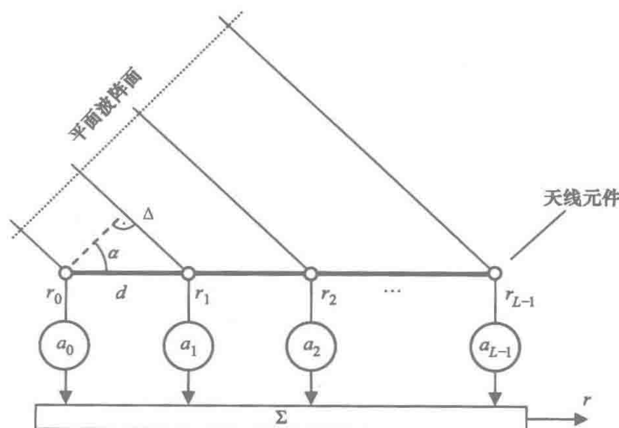


图 3.6 均匀线阵天线

线元件之间的距离为 d。从角度为 $\boldsymbol{\alpha}$ 的方向接收到的平面波阵面表明，在到达下一个天线元件（$\ell=0, \cdots, L-1$）之前，信号传播的距离增量可以表示为 $\Delta = d\sin(\boldsymbol{\alpha})$。假设信号为正弦波，则相位变化呈线性增长的方式，即

$$\Phi_{\ell} = -\left(\ell - \frac{L-1}{2}\right)kd\sin(\boldsymbol{\alpha})$$

式中，波数为 $k=\frac{2\pi}{\lambda}$、波长为 $\boldsymbol{\lambda}=c/f_0$，$c$ 为光速、f_0 是载波的频率。相位可以根据天线阵列选取为对称形式。暂且忽略噪声影响，在天线元件 ℓ 处接收到信号的复基带表示形式为

$$r_{\ell} = s\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\left(\ell-\frac{L-1}{2}\right)kd\sin(\alpha)} \tag{3.30}$$

s 为接收信号的幅度。由于附加的信号传播距离 $\left(\ell-\frac{L-1}{2}\right)\Delta$，$\ell=0, \cdots, L-1$ 同发射机与接收机之间的距离相比甚小，因此可以假设在所有天线元件处，接收信号 r_{ℓ} 的 s 是相等的，为一常量。r_n 是由幅度因子 a_{ℓ} 作为权重并相加得到的接收信号。我们可以使用这些加权因子对相位偏差 Φ_{ℓ} 进行补偿，从而获得对来自特定方向角 α_0 入射波阵面接收信号的叠加。也就是说，使用 $a_{\ell}=\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_{\ell}}=e^{\mathrm{j}\left(\ell-\frac{L-1}{2}\right)kd\sin(\alpha_0)}$，引导将天线阵列波束的主瓣投入到角度为 α_0 的方向上。其中，向量 $\boldsymbol{a}=[a_0, a_1, \cdots, a_{L-1}]$ 被称作导引矢量。借助向量 a_{ℓ}，该叠加信号可以表示为

$$\begin{aligned} r &= \sum_{\ell=0}^{L-1} a_{\ell} r_{\ell} = \sum_{\ell=0}^{L-1} s\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(\Phi_{\ell}-\theta_{\ell})} \\ &= s\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{L-1}{2}kd[\sin(\alpha)-\sin(\alpha_0)]} \sum_{\ell=0}^{L-1} \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\ell kd[\sin(\alpha)-\sin(\alpha_0)]} \end{aligned} \tag{3.31}$$

从中可以很容易地看到，当 $\alpha=\alpha_0$ 时，即可获得这种形式的信号叠加。由于天线阵列具有对称性，所以当 AOA 为 $\alpha=\pi-\alpha_0$ 时，也会出现这种形式的叠加。我们主要关注区间为 $\boldsymbol{\alpha}=[-\pi/2, +\pi/2)$ 的 AOA，并假设来自这一区间之外的方向的波阵面（即，图 3.6 中来自线阵天线之下的波阵面）将被屏蔽。

式（3.31）中的和项是一个形式为 $\sum_{l=0}^{L-1} q^l = \frac{1-q^L}{1-q}$ 的有限几何和，其中 $q=\mathrm{e}^{-jkd[\sin(\alpha)-\sin(\alpha_0)]}$。因此，可以将式（3.31）改写为

$$\begin{aligned} r &= S\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{L-1}{2}kd[\sin(\alpha)-\sin(\alpha_0)]} \frac{1-\mathrm{e}^{-\mathrm{j}Lkd[\sin(\alpha)-\sin(\alpha_0)]}}{1-\mathrm{e}^{-\mathrm{j}kd[\sin(\alpha)-\sin(\alpha_0)]}} \\ &= S\frac{\sin\left\{L\frac{\pi d}{\lambda}[\sin(\alpha)-\sin(\alpha_0)]\right\}}{\sin\left\{\frac{\pi d}{\lambda}[\sin(\alpha)-\sin(\alpha_0)]\right\}} \end{aligned} \tag{3.32}$$

式（3.32）信号幅度的形式为 $D_L(x)=\left|\frac{\sin(Lx)}{\sin(x)}\right|$，当 $x=n\pi$，$n\in\mathbb{Z}$ 时，取得最大

值。因此该信号的幅度具有周期性，且周期为 π。后面，我们将利用式（3.32）中的这一幅度部分，通过在 $\alpha_0 = [-\pi/2, +\pi/2)$ 区间内寻找最大幅度取值，进行 AOA 估计。为了只观察一个最大取值，将辐角 $D_L(x)$ 限制在其中一个取值区间内，即 $|x| < \pi$。由于 $|\sin(\alpha) - \sin(\alpha_0)| \leqslant 2$，因此有 $|x| = \left|\frac{\pi d}{\lambda}[\sin(\alpha) - \sin(\alpha_0)]\right| \leqslant \frac{2\pi d}{\lambda} < \pi$，也就是相当于

$$d < \frac{\lambda}{2} \tag{3.33}$$

由式（3.33）可见，只有当天线元件间隔 d 小于 $\lambda/2$ 时，才能保证不会出现多个最大幅度值。如果选取的间隔 d 明显小于 $\lambda/2$，则会导致天线孔径降低，而这会降低角度的分辨率。

式（3.32）是均匀线阵天线的阵列因子。所有的天线阵特性可以表示为

$$A(\boldsymbol{\alpha}) = AF(\boldsymbol{\alpha}) \times EF(\boldsymbol{\alpha})$$

它是由多个阵列因子 $AF(\boldsymbol{\alpha})$ 和元件因子 $EF(\boldsymbol{\alpha})$ 构成的。通过适当地选择导向矢量 $\boldsymbol{\alpha}$，我们可以影响阵列因子。然而，元件因子是所用天线元件固有的属性，无法对其加以影响。

为了便于比较，我们不考虑这些天线的数量，将这组因子的最大值进行归一化处理。假设信号幅度 $s = 1$，就可以从归一化的阵列因子幅度中得到该幅度因子

$$|AF(\alpha)| = \left|\frac{\sin\left\{L\frac{\pi d}{\lambda}[\sin(\alpha) - \sin(\alpha_0)]\right\}}{L\sin\left\{\frac{\pi d}{\lambda}[\sin(\alpha) - \sin(\alpha_0)]\right\}}\right|$$

在图 3.7 中，我们针对不同的天线阵参数，绘制出了阵列因子 $|AF(\alpha)|$。图 3.7 中的 a ~ c 体现了不同天线波束方向的阵列因子。从中可以看到，主瓣的宽度（即围绕着 $|AF(\alpha)|$ 最大值的附近的角度区域）随着角度 α_0 的增加而增加。这是因为随着角度 α_0 的增加，可见的天线孔径随之降低。可见孔径，也就是从方向角度 α_0 开始可以观察到的天线“尺寸”，它正比于 $\cos(\alpha_0)$。主瓣越广阔，AOA 估计的性能降低得越多。因此，在角度范围 $\alpha = [-\pi/2, +\pi/2)$ 中，AOA 估计的方差不是恒定不变的。图 3.7 中的 d ~ f 表明阵列因子也与天线元件的间隔 d 有关。当间隔 d 取值超过 $\lambda/2$ 时，可以看到出现多个主瓣。这会造成 AOA 估计模糊。换句话说，随着元件间隔 d 的增加，天线孔径也随之增加，从而降低了主瓣宽度。最后，图 3.7 中的 g ~ i 表明在不同天线元件数量 L 情况下，阵列因子的变化情况。由于天线孔径与 L 成正比，因此随着天线元件数量的增加，主瓣宽度会随之降低。在这些周期出现的主瓣 $|AF(\alpha)|$ 中，存在 $L-1$ 个根。在这些根中，旁瓣的数量为 $L-2$，也就是说，$|AF(\alpha)|$ 在局部区域内存在最大值。相比图 3.7 中的 d 和 g，可见它们具有相同的主瓣宽度，这是由于它们拥有相同的天线阵列孔径 $L \times d = 4 \times \lambda/$

$4 = 2 \times \lambda/2 = \lambda$。图 3.7 中的 e 和 i 与之相同，它们也拥有相同的天线孔径，即 $L \times d = 4\lambda$。

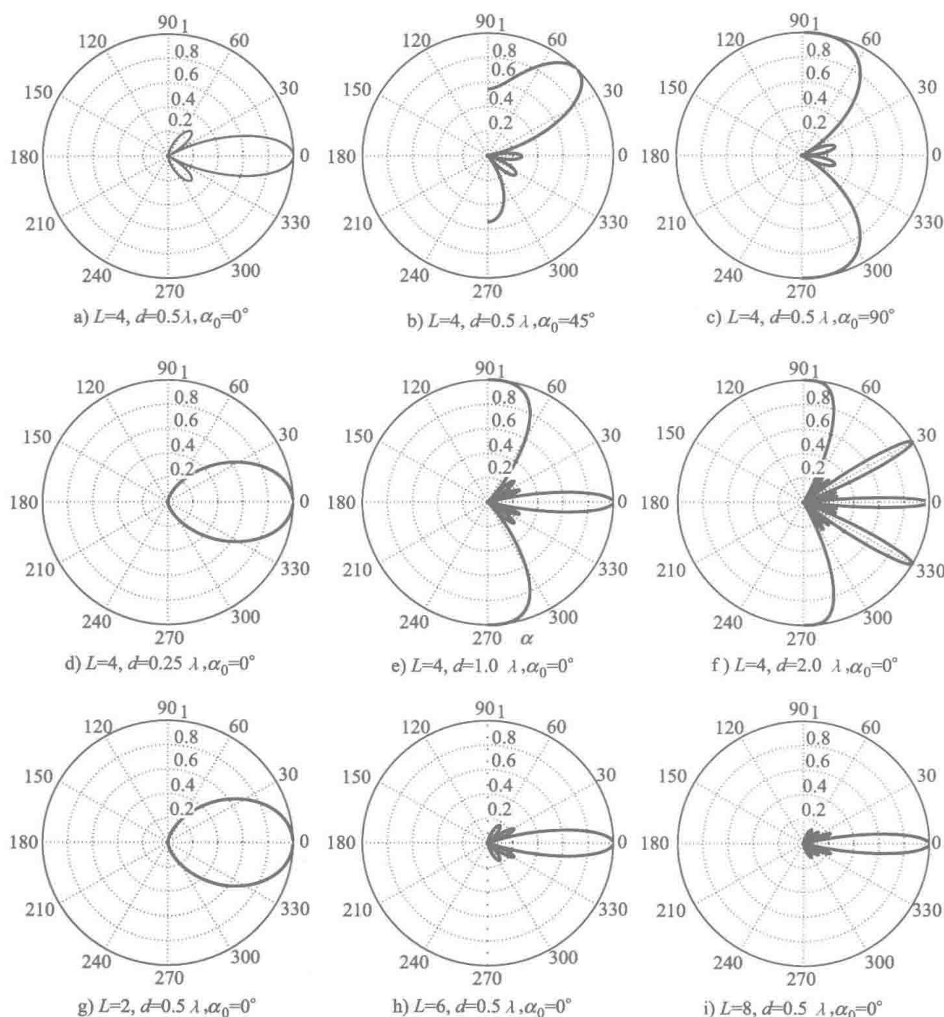


图 3.7 不同天线元件数量 L、间隔 d 和 AOA α_0 下的均匀线阵天线阵列因子比较

3.3.2 加性高斯白噪声中的 AOA 估计

前面，我们已经在式（3.30）中引入了在均匀线阵天线元件 ℓ 处接收信号的表示形式，其中，我们假设它是一种平面入射波阵面。除了接收到有用的信号外，各天线元件还会接收到环境中其他电磁辐射。这里，我们将其建模为 AWGN，因此得到接收信号的表示形式如下

$$r_\ell = S e^{j\left[\psi - \left(\ell - \frac{L-1}{2}\right) k d \sin(\alpha)\right]} + n_\ell \tag{3.34}$$

式中，$S \geqslant 0 \in \mathbb{R}$ 是从入射波阵面感应出的接收信号的幅度。ψ 是任意相位，对于所有的天线元件来说是一个常量。n_ℓ表示均值为 0、方差为 σ^2 的复数值 AWGN。使用该模型，可以写出其似然函数的表达式为

$$p(r \mid \alpha) = (\pi\sigma^2)^{-L}\exp\left(-\frac{1}{\sigma^2}\sum_{\ell=0}^{L-1}\left|r_\ell - S\mathrm{e}^{\mathrm{j}[\psi-(\ell-\frac{L-1}{2})kd\sin(\alpha)]}\right|^2\right) \tag{3.35}$$

对于 ML 估计来说，我们必须要最小化 $\boldsymbol{r}$ 与 $S(\boldsymbol{\alpha})$ 之间的平方欧式距离，其中 $S_\ell(\boldsymbol{\alpha}) = S\mathrm{e}^{\mathrm{j}[\psi-(\ell-\frac{L-1}{2})kd\sin(\alpha)]}$，$\ell = 0,\cdots,L-1$ 也就是说

$$\hat{\alpha}(r) = \arg\min_{\alpha}\sum_{\ell=0}^{L-1}\left|r_\ell - S\mathrm{e}^{\mathrm{j}[\psi-(\ell-\frac{L-1}{2})kd\sin(\alpha)]}\right|^2 \tag{3.36}$$

展开式（3.26）中的被加数，得出

$$\hat{\alpha}(r) = \arg\min_{\alpha}\sum_{\ell=0}^{L-1}\Big(|r_\ell|^2 + \left|S\mathrm{e}^{\mathrm{j}[\psi-(\ell-\frac{L-1}{2})kd\sin(\alpha)]}\right|^2 - 2\mathrm{Re}\{r_\ell S\mathrm{e}^{-\mathrm{j}[\psi-(\ell-\frac{L-1}{2})kd\sin(\alpha)]}\}\Big) \tag{3.37}$$

式中，Re {} 表示复数的实数部分。$\sum_{\ell=0}^{L-1}|r_\ell|^2$ 和 $\sum_{\ell=0}^{L-1}\left|S\mathrm{e}^{\mathrm{j}[\psi-(\ell-\frac{L-1}{2})kd\sin(\alpha)]}\right|^2$ 是相对于变量 α 的常量。因此，可以通过最大化式（3.37）中互相关项的实数部分得到所需的最小值，那么就有

$$\hat{\alpha}(r) = \arg\max_{\alpha}\mathrm{Re}\left\{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\psi}\sum_{\ell=0}^{L-1}r_\ell\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\ell-\frac{L-1}{2})kd\sin(\alpha)}\right\} \tag{3.38}$$

用于 AOA 估计。由于信号幅度是一个取值为正数的实数，因此式（3.38）不依赖于幅度 s。要想求解式（3.38），必须要知道初始相位 ψ。在相干方法中，该相位可以被估计和补偿。我们可以通过使用绝对值替换掉式（3.38）中的实数部分，从而避免初始相位的问题。采用这种方法，可以得出非相干 AOA 估计

$$\hat{\alpha}(r) = \arg\max_{\alpha}\left|\sum_{\ell=0}^{L-1}r_\ell\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\ell-\frac{L-1}{2})kd\sin(\alpha)}\right|$$

3.3.2.1　使用线性回归的 AOA 估计

前文提到的 AOA 估计，需要获得最大的似然函数值。同时，我们从天线元件 $\ell=1,\cdots,L-1$ 处接收信号的表达式 $r_\ell = S\mathrm{e}^{\mathrm{j}[\psi-(\ell-\frac{L-1}{2})kd\sin(\alpha)]} + n_\ell$中可以看到，其相位呈线性变化。我们将使用这一参数，即噪声抽样 r_ℓ的相位值计算回归直线。因此，该直线的斜率就是 $-kd\sin(\alpha)$ 的最小方均误差估计。

参数 r_ℓ是一个复数，表示为$\rho_\ell = \arg(r_\ell) = \psi - \tilde{\ell}kd\sin(\alpha) + \nu_\ell$，它由所需信号的参数 $\Phi_\ell = \psi - \tilde{\ell}kd\sin(\alpha)$ 和一个相位噪声项 ν_ℓ组成。为了便于表示，我们让 $\tilde{\ell} = \left(\ell - \frac{L-1}{2}\right)$。图 3.8 显示了 AWGN 在复数信号域中产生的相位噪声。复值

AWGN n 的均值为 0，方差为 σ^2，被分成一个平行于所需信号的噪声分量 $n_{||}$和一个与信号垂直的正交分量 $n_\perp$。噪声分量 $n_{||}$与正交分量 $n_\perp$ 的方差均为 $\sigma^2/2$。如果 SNR 足够大，即 $S \gg |n|$，那么就可以将相位噪声项近似地表示为 $v_l = \arctan\left(\frac{n_\perp}{S+n_{11}}\right) \approx \arctan\left(\frac{n_\perp}{S}\right) \approx \frac{n_\perp}{S}$。又由当 $x \ll 1$ 时，$y = \tan(x) \approx x$，因此相位早生项最终可以近似成$\frac{n_\perp}{S}$。经过上述近似，相位噪声项 Φ_n 变成了一个均值为 0，方差为 $E\{v_l^2\} \approx \frac{\sigma^2}{2S^2} = \frac{1}{2SNR}$的实值加性高斯白噪声，其中 $SNR = \frac{s^2}{\sigma^2}$为信号域的 SNR。

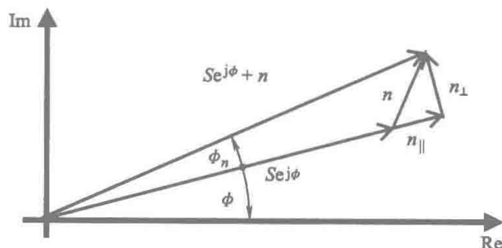


图 3.8　相位噪声近似

线性回归模型表示为 $\Phi_\ell = \psi - \tilde{\ell}kd\sin(\alpha) = \psi + \beta\tilde{\ell}$。从天线元件 L 处信号抽样 r_ℓ中，可以计算出相位抽样 $\rho_\ell = \arg(r_\ell)$。因此，可将该线性回归模型的参数表示为

$$-kd\sin(\hat{\alpha}) = \beta = \frac{\sum_{\ell=0}^{L-1}(\tilde{\ell}-\bar{\tilde{\ell}})(\rho_\ell-\bar{\rho})}{\sum_{\ell=0}^{L-1}(\tilde{\ell}-\bar{\tilde{\ell}})^2} = \frac{12\sum_{\ell=0}^{L-1}\tilde{\ell}(\rho_\ell-\bar{\rho})}{(L-1)L(L+1)}$$

$$\psi = \bar{\rho}_\ell - \beta\bar{\tilde{\ell}} = \bar{\rho} \tag{3.39}$$

式中，$\bar{\tilde{\ell}} = \frac{1}{L}\sum_{\ell=0}^{L-1}\tilde{\ell} = 0$ 和 $\bar{\rho} = \frac{1}{L}\sum_{\ell=0}^{L-1}\rho_\ell$分别为抽样均值。要想得到式（3.39）中的后一个等式，让

$$\sum_{\ell=0}^{L-1}\tilde{\ell}^2 = \sum_{\ell=0}^{L-1}\left(\ell-\frac{L-1}{2}\right)^2 = \frac{L(L^2-1)}{12} \tag{3.40}$$

这样就可以实现入射波的检测估计，弧度 $\hat{\alpha} = \arcsin\left(-\frac{\beta}{kd}\right)$。

3.3.3　AOA 估计中的克拉美罗下限

为了导出 AOA 估计的克拉美罗下限（CRLB），我们使用第 3.3.2 节式（3.34）和式（3.35）中定义的 RX 信号模型和似然函数。为了便于表示，我们引入 $\tilde{\ell} = \left(\ell - \frac{L-1}{2}\right)$。然后代入式（3.12）中，其中先计算

$$\begin{aligned}
\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\ln p(r \mid \alpha) &= -\frac{d}{d\alpha}\frac{1}{\sigma^2}\sum_{\ell=0}^{L-1}\left|r_\ell - S\mathrm{e}^{\mathrm{j}[\psi-\tilde{\ell}kd\sin(\alpha)]}\right|^2 \\
&= \frac{1}{\sigma^2}\sum_{\ell=0}^{L-1}2\{r_\ell^R - S\cos[\psi-\tilde{\ell}kd\sin(\alpha)]\}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}S\cos[\psi-\tilde{\ell}kd\sin(\alpha)] \\
&\quad + 2\{r_\ell^I - S\sin[\psi-\tilde{\ell}kd\sin(\alpha)]\}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}S\sin[\psi-\tilde{\ell}kd\sin(\alpha)] \\
&= \frac{2Skd\cos(\alpha)}{\sigma^2}\sum_{\ell=0}^{L-1}\mathrm{Re}\{n_\ell\}\tilde{\ell}\sin[\psi-\tilde{\ell}kd\sin(\alpha)] - \\
&\quad \mathrm{Im}\{n_\ell\}\tilde{\ell}\cos[\psi-\tilde{\ell}kd\sin(\alpha)]
\end{aligned}$$

将得出的式子代入式（3.12）中绝对值平方中，得到

$$\mathrm{E}\left\{\left|\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\ln p(r \mid \alpha)\right|^2\right\} = \frac{2S^2k^2d^2\cos^2(\alpha)}{\sigma^2}\sum_{\ell=0}^{L-1}\tilde{\ell}^2 = \frac{L(L^2-1)S^2k^2d^2\cos^2(\alpha)}{6\sigma^2}$$

式中，假设为非相关高斯噪声，即 $E\{\mathrm{Re}\{n_l\}\mathrm{Im}\{n_l\}\}=0$ 以及 $E\{\mathrm{Re}\{n_l\}\mathrm{Re}\{n_l\}\} = E\{\mathrm{Im}\{n_l\}\mathrm{Im}\{n_l\}\} = \frac{\sigma^2}{2}\delta_{ll'}$。将该得出结果插入到式（3.12）中，就有

$$\mathrm{VAR}\{\hat{\alpha}(r)\} \geqslant \frac{6}{L(L^2-1)\mathrm{SNR}k^2d^2\cos^2(\alpha)} \tag{3.41}$$

式中，在每一个天线元件处使用式（3.40）和 $SNR=\frac{S^2}{\sigma^2}$。显然，CRLB 与 SNR 成反比。有趣的是，CRLB 依赖于入射波本身的方向，当方位角 $\alpha\to\pm\pi/2$，$\cos^2(a)\to 0$ 时，该边界将无线发散。这是由于当 $\alpha\to\pm\pi/2$ 时，天线阵列的可视孔径趋向于0，这会导致角度分辨能力消失。此外，该边界 $\propto L^{-3}$。这是因为，它对天线元件数目的依赖性是非常强的，具有双重依赖性。一方面，可用信号功率随着 L 的增多而增大。另一方面，天线孔径也随着天线数 L 的增多而增大。

3.3.3.1 使用线性回归的 AOA 估计中的克拉美罗下限

参见第3.3.2.1节，我们再来计算一下该 AOA 估计中的 CRLB。在计算中，我们主要基于复值信号抽样 $r_\ell = S\exp\{\mathrm{j}[\psi-\tilde{l}kd\sin(a)]\}+n_\ell$ 的参数 $\rho_\ell=\arg(r_\ell)$ 展开计算，其中，r_ℓ 分别为在天线元件 $\ell=0,\cdots,L-1$ 处观察到的信号抽样。同样，为了便于表示，我们让 $\tilde{\ell}=\left(\ell-\frac{L-1}{2}\right)$。该信号在角域中的模型可以表示为 $\rho_\ell=\arg(r_\ell)=\psi-\tilde{\ell}kd\sin(a)+v_\ell$，这个在前面的第3.3.2.1节里已经介绍过。我们可以把相位噪声项 v_ℓ 近似为均值为0，方差为 $\mathrm{E}\{\nu_\ell^2\}=\sigma_v^2$ 的实值 AWGN。因此，就有似然函数为

$$p(\rho \mid \alpha) = (2\pi\sigma_v^2)^{-\frac{L}{2}} \exp\left\{ -\frac{1}{2\sigma_v^2} \sum_{\ell=0}^{L-1} [\rho_\ell - \psi + \tilde{\ell} kd\sin(\alpha)]^2 \right\}$$

对该对数似然函数求导，可以得到

$$\begin{aligned}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\ln p(\rho \mid \alpha) &= -\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\frac{1}{2\sigma_v^2}\sum_{\ell=0}^{L-1}[\rho_l - \psi + \tilde{\ell} kd\sin(\alpha)]^2 \\ &= -\frac{1}{\sigma_v^2}\sum_{\ell=0}^{L-1}[\rho_l - \psi + \tilde{\ell} kd\sin(\alpha)]\tilde{\ell} kd\cos(\alpha) \\ &= -\frac{1}{\sigma_v^2}\sum_{\ell=0}^{L-1} v_l \tilde{\ell} kd\cos(\alpha)\end{aligned}$$

然后，再对它的平方求期望值就有

$$\mathrm{E}\left\{ \left| \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\alpha}\ln p(\rho \mid \alpha) \right|^2 \right\} = \frac{k^2 d^2 \cos^2(\alpha)}{\sigma_v^2} \sum_{\ell=0}^{L-1} \tilde{\ell} \tag{3.42}$$

代入相位噪声方差的近似值 $\sigma_v^2 \approx \frac{\sigma^2}{2S^2} = \frac{1}{2SNR}$ 以及式（3.40）到上式，再将式（3.42）代入到式（3.12）中，最终得到弧度角度估计性能的 CRLB 为

$$\mathrm{VAR}\{\hat{\alpha}(\boldsymbol{r})\} \geqslant \frac{6}{L(L^2-1)SNRk^2d^2\cos^2(\alpha)} \tag{3.43}$$

该结果与式（3.41）中复值信号域的 CRLB 结果完全相同。这是由于在幅度 s 中不包含任何角度信息。不过，应当注意到，式（3.43）假设的加性高斯白噪声，只有在高 SNR 的时候，才能获得较好的近似。

例 3.3.1（AOA 估计性能） 图 3.9 显示了当每一个天线元件信噪比均为 $SNR = \frac{S^2}{\sigma^2}$ 时，与不同天线阵列参数与波面入射角对应的标准偏差度数，即 stddev =

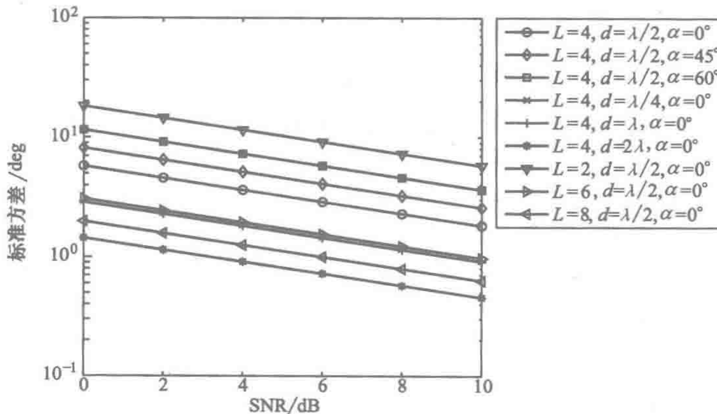


图 3.9 AOA 估计性能中的 CRLB 比较

$\frac{180}{\pi}\sqrt{\mathrm{VAR}\{\hat{\alpha}(\boldsymbol{r})\}}$。除了天线元件数量外，产生的参数 $kd\cos(\alpha)$ 决定了可视天线孔径与波长有关。因此，当设置 $kd\cos(\alpha) = \frac{2\pi}{\lambda}\frac{\lambda}{2}\cos(60°) = \frac{2\pi}{\lambda}\frac{\lambda}{4}\cos\ (0°)$ 时，该参数 $kd\cos(\alpha)$ 会产生相同的 CRLB 结果。

在图 3.10 中，我们对几个相干、非相干以及基于 AOA 估计的线性回归方法的结果进行了比较。假设一个信号的传播路径，即假设一个入射波，其入射角设为 $\alpha = 0°$。对于 $L = 4$，在低 SNR 时，线性回归方法的性能优于相干和非相干估计。但是在高 SNR 区域，这三种估计方法的性能收敛于克拉美罗下限。因此，高信噪比的情况下不同估计方法之间的差异是有限的。两个天线元件的情况下，相干估计的性能更好。与 $L = 4$ 的情况相比，相干方法同非相干方法和基于 AOA 估计的回归方法之间的差异更小，同时与 CRLB 之间的偏差也更小。

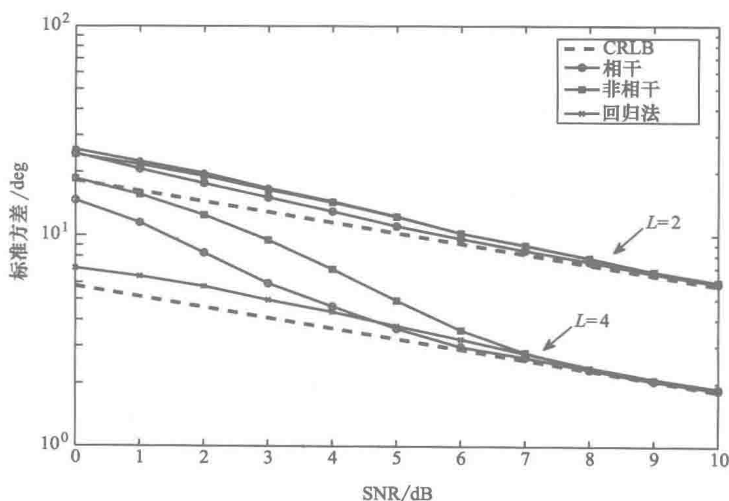


图 3.10　AOA 估计性能比较（$d = \lambda/2$，$\alpha = 0°$）

第4章 位置估计

在本章中，我们将讨论如何根据第3章给出的静态测量值，使用第2章提出的定位方法来计算移动终端的位置。假定在此期间移动终端的位置不变，这样移动终端的位置是可以确定的。而在第5章中，我们将把静态位置估计延伸至动态。

在本章中，我们考虑理想情况下和存在误差情况下的测量结果。这里的“误差”指的是噪声或偏移（比如热噪声或者TOA测量结果中未知的终端时钟偏移）。所以，多径和非视距（NLOS）传播等因素带来的测量误差本章将不予讨论，对此有意了解的读者请阅读第7章。

在下面几节中，我们将再次介绍第2章的定位导航方程，为了让方程浅显易懂，我们将讨论局限于二维平面空间。默认情况下，我们假设使用笛卡尔坐标。在适当情况下，我们把讨论延伸到三维空间。

BS的位置为

$$\boldsymbol{x}_i = (x_i \quad y_i)^{\mathrm{T}}, \quad i = 1, \cdots, N$$

MT的位置为

$$\boldsymbol{x} = (x \quad y)^{\mathrm{T}}$$

第i个BS与MT之间的距离为

$$d_i = d_i(\boldsymbol{x}) = \|\boldsymbol{x} - \boldsymbol{x}_i\|_2 = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}$$

4.1 三角测量法

在三角测量法中，MT和两个BS组成一个三角形。其中，两个BS间的线段d_{12}的长度和朝向是已知的，到达角$\varphi_1 = \angle BS_2\, BS_1 MT$和$\varphi_2 = \angle MT\, BS_2\, BS_1$可从MT到BS的上行链路中测量，见图4.1。另一种方法是，在终端测出角度φ_3、φ_4和φ，通过MT的天线朝向测出MT的朝向φ，其中角度的基准虚线与MT所在的x轴平行。

4.1.1 理想情况下的三角测量法

在本节中，我们将推导并讨论理想角度测量情况下的导航方程。首先，我们假设BS的天线朝向是已知的，同时BS的位置是固定的。在第2.2节中，我们介绍了基于AOA的定位原则，并将其分为两种情况，即已知MT朝向的下行AOA方法和未知MT朝向的下行AOA方法。

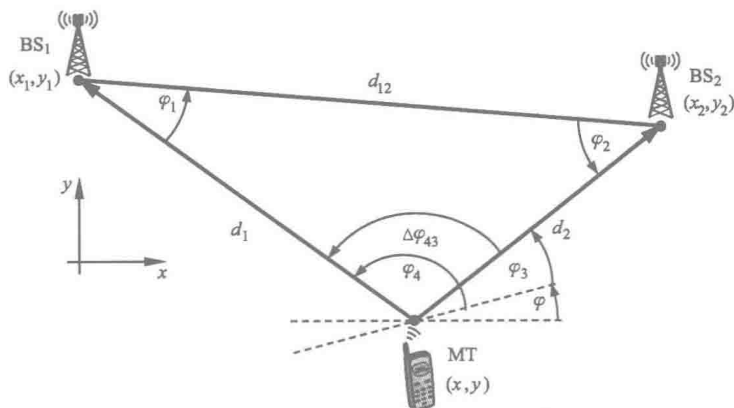


图 4.1　基于 AOA 测量结果的三角测量法

4.1.1.1　已知 MT 朝向的下行 AOA 或上行 AOA 方法

在讨论 BS 至 MT 的下行 AOA 测量时，需要知道 MT 的朝向。这可以通过额外的传感器，比如磁传感器测得。同样的，我们也要讨论从 MT 到 BS 的上行 AOA 测量。综上，基于 AOA 测量结果和 MT 与 BS 坐标的导航方程可根据式（2.16）得出，即

$$y - y_i = \tan(\varphi_i)(x - x_i), \quad i = 1, \cdots, N \tag{4.1}$$

式中，(x, y) 为 MT 的位置。从式（4.1）可以推出，对于未知量 x 和 y，存在 N 个线性无关方程。由于式（4.1）是线性方程组，因此到达角 φ_1 和 φ_2 只是 MT 位置 (x, y) 的一个解，而不是唯一解。式（4.1）中的每一个测量方程都定义了二维空间内的一条直线（见图 2.7 和图 4.1）。只要测量值没有误差，这些直线将交于一点，也就是 MT 的位置点 (x, y)。

三角测量方程的解析解

为了解出式（4.1），BS 需要测量图 4.1 中的到达角 φ_1 和 φ_2（参见第 3.3 节）。此外，两个 BS 的坐标 (x_1, y_1) 和 (x_2, y_2) 需作为已知条件。随后，我们可以据此解出 MT 的坐标，方法如下：

$$\tan\varphi_1 = \frac{y - y_1}{x - x_1}$$

和

$$\tan\varphi_2 = \frac{y - y_2}{x - x_2}$$

解这个方程，对于 y，有：

$$\begin{aligned} y &= (\tan\varphi_1)x + y_1 - \tan\varphi_1 x_1 = a_1 x + b_1 \\ y &= (\tan\varphi_2)x + y_2 - \tan\varphi_2 x_2 = a_2 x + b_2 \end{aligned} \tag{4.2}$$

这两个方程在坐标轴上代表两条直线，它们的交点 (x, y)，也就是 MT 的位

置。使用向量矩阵表示，针对常量 b_1 和 b_2 解式（4.2），可以得到

$$\begin{pmatrix} -a_1 & 1 \\ -a_2 & 1 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} \tag{4.3}$$

为了解这个线性方程组式（4.3），我们将其简单转换成 2×2 矩阵，即

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} -a_1 & 1 \\ -a_2 & 1 \end{pmatrix}^{-1}\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{a_2 - a_1}\begin{pmatrix} 1 & a_2 \\ -1 & -a_1 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{\tan\varphi_2 - \tan\varphi_1}\begin{pmatrix} y_1 - \tan\varphi_1 x_1 + \tan\varphi_2(y_2 - \tan\varphi_2 x_2) \\ -y_1 + \tan\varphi_1 x_1 - \tan\varphi_1(y_2 - \tan\varphi_2 x_2) \end{pmatrix}\end{aligned} \tag{4.4}$$

注意，式（4.4）只有当 $a_1 = \tan\varphi_1 \neq a_2 = \tan\varphi_2$ 时才成立，也就是说，两个到达角不能从完全相同或完全相反的方向进行测量。

4.1.1.2 未知 MT 朝向的下行 AOA 方法

一般来说，使用下行 AOA 方法时 MT 的朝向角 φ 是未知的（见图 4.1）。这样，φ 就成了一个新的需要估计的参数，以用其获得 MT 的位置 (x, y)。因此，式（4.1）就可以变成

$$y - y_i = \tan(\varphi_i + \varphi)(x - x_i), \quad i = 1, \cdots, N \tag{4.5}$$

如本书第 2.2.1 节中所述，式（4.5）关于变量 φ 是非线性的。当 φ 未知且我们只知道两个到达角测量值 φ_1 和 φ_2 时，MT 的位置被限定在一段圆弧上，该圆与一个三角形相内切，且该三角形由底边 $d = \sqrt{(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2}$ 和与底边 d 相对的角度 $\varphi_2 - \varphi_1$ 定义。因此，与式（4.1）不同，至少需要三个 AOA 测量值，才能唯一确定 MT 的位置。或者，我们也可以重新整理式（4.5），使其相对于 φ_i 和 φ 是线性的，而相对于坐标 x 和 y 是非线性的：

$$\arctan\left(\frac{y - y_i}{x - x_i}\right) = \varphi_i + \varphi, \quad i = 1, \cdots, N \tag{4.6}$$

因此，式（4.6）中未知 MT 的朝向与 TOA 测量中 MT 与 BS 之间的未知时钟偏差（钟差）b 十分类似（参见第 2.1.1.2 节）。在 TOA 测量中，我们会通过计算参考 TOA 与其他 TOA 测量值的差值，来消除未知的时钟偏差 b。这样就产生了基于 TDOA 的定位方法（参见第 2.1.2 节）。因此，我们就可以去除式（4.6）对于 $i = 1$ 的情况，仅保留 $i = 2, \cdots, N$，从而得到

$$\Delta\varphi_{i1} = \arctan\left(\frac{y - y_i}{x - x_i}\right) - \arctan\left(\frac{y - y_1}{x - x_1}\right), \quad i = 2, \cdots, N \tag{4.7}$$

式中，$\Delta\varphi_{i1} = \varphi_i - \varphi_1$ 表示到达角的差值（AOA Difference，AOAD）。

下面，我们将介绍另一种方法，即未知 MT 朝向的 AOA 定位。对此，使用余弦定理，即

$$c^2 = a^2 + b^2 - 2ab\cos\Delta\varphi$$

从而得到这组非线性方程，即

$$d_{1i}^2 = d_1^2 + d_i^2 - 2d_1 d_i \cos(\varphi_i - \varphi_1)$$

$$(x_1 - x_i)^2 + (y_1 - y_i)^2 = (x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + (x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 - 2\sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2}\sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2} \cdot \cos\underbrace{(\varphi_i - \varphi_1)}_{=:\Delta\varphi_{i1}}, \quad \mathrm{i} = 2, \cdots, \mathrm{N} \tag{4.8}$$

根据 *AOA* 测量角 φ_i，$i=2$，…，N 和任意所选的 AOA 参考角 φ_1，计算式（4.8）中的余弦，以得到 AOAD 测量值。在图 4.1 中，我们使用 φ_3 作为参考测量值。因此，通过与式（4.5）比较，可以消除掉 MT 的朝向 φ，此时仅剩 $N-1$ 个方程。这与基于 TDOA 的定位方式很相似，因为在 TDOA 中，MT 与 BS 之间的未知时钟偏移 b 也可通过计算参考 TOA 与另一个 TOA 测量值的差值来消去（见第 2.1.2 节）。所以，与式（4.5）和式（4.6）类似，可以解式（4.8）得到 $\Delta\varphi_{i1}$，即

$$\Delta\varphi_{i1} = \arccos\left(\frac{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + (x_1 - x_i)^2 + (y_1 - y_i)^2 - (x_1 - x_i)^2 - (y_1 - y_i)^2}{2\sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2}\sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}}\right), \quad i = 2, \cdots, N \tag{4.9}$$

在第 4.1.2 节，我们将解释式（4.6）、式（4.7）和式（4.9）的优点。

根据式（4.8），通过等号两边加平方，可以得到关于位置 x 和 y 的一个多项式方程组，即

$$4[(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2][(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2] \cdot \cos^2(\Delta\varphi_{i1}) = [(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + (x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 - (x_1 - x_i)^2 - (y_1 - y_i)^2]^2, \quad i = 2, \cdots, N \tag{4.10}$$

将式（4.10）与式（4.7）或式（4.9）相比较，我们发现前者是关于 x 和 y 的多项式方程，而后面两个则是关于 x 和 y 的超越方程。因此，导航方程式（4.10）具有更低的复杂度，且相比于式（4.7），它可能有一个更加数值稳定的解。不过，式（4.7）与式（4.9）对于测量值误差的矫正能力更好（见第 4.1.2 节）。

给定三个不同 BS 的三个彼此无关的 AOA 测量结果，根据式（4.10）可以得到关于 x 和 y 的两个无关的 4 阶多项式方程。由于两个圆最多在两个位置相交，而产生的四个圆最多可在 12 个位置上相交。

例 4.1.1（AOAD 几何解） BS_1 位于点 $(x, y) = (0\text{m}, 0\text{m})$，$BS_2$ 位于 $(100\text{m}, 0\text{m})$，BS_3 位于 $(0\text{m}, 100\text{m})$，MT 测量得到的 AOAD $\Delta\varphi_{21} = 150°$，$\Delta\varphi_{31} =$

$-75°$。图 4.2 中详细标绘了式（4.10）的几何解。前面解释过，最高四阶的两个多项式方程组式（4.10）的解为相交的两对圆（一对大圆和一对小圆），可以产生 12 个相交位置。由对等号两边加平方得到的式（4.10），可知只有小圆与大圆的交点，即点 1、点 2、点 3、点 4 和 BS_1，才有可能是 MT 的位置。不过，由于假设 MT 到 BS_1 的距离不是 0，且 AOAD 的测量结果 $\Delta\varphi_{21}=150°$ 和 $\Delta\varphi_{31}=-75°$，因此，只有点 4 才是有效的位置解。

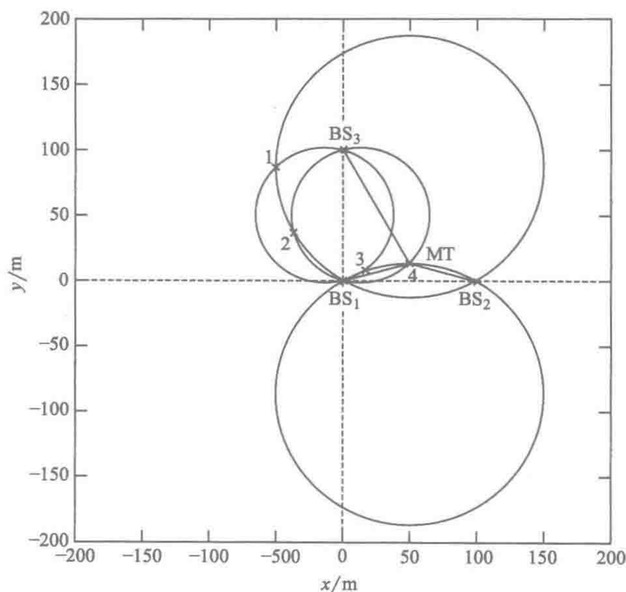


图 4.2　3 个 BS 的 AOAD 测量结果及式（4.10）几何解

未知 MT 朝向三角测量法的数值解

在这种情况下，我们被迫去解式（4.5）~式（4.10）之中的一个非线性方程。就我们目前的知识而言，只有式（4.8）和式（4.10）可能会有相当复杂的封闭解。不过，这里我们将介绍 2 种迭代算法：N-R（Newton-Raphson，牛顿—拉夫森）算法和 G-N（Gauss-Newton，高斯—牛顿）算法（参见 1993 年 Kay 的论文以及 1992 年 Press 等人的论文），并使用这两种算法求解第 4.1 节中适用于最小二乘问题的非线性导航方程。除了这两个算法外，还有一些其他的算法可以用来求解非线性导航方程，例如最速下降法或 L-M（Levenberg-Marquardt）算法（见第 4.2.2.3 节和第 4.3.2.1 节）。

N-R（Newton-Raphson）算法。根据前面的方程，对于未知 MT 的朝向，可以试着直接求解该非线性方程，即

$$f(\boldsymbol{\theta})=[f_1(\boldsymbol{\theta})\cdots f_N(\boldsymbol{\theta})]^{\mathrm{T}} \tag{4.11}$$

式中，$f_i(\boldsymbol{\theta})=0$ 对应于式（4.5）~式（4.10）中的第 i 个 BS。例如，对于式（4.5）有 $f_i(\boldsymbol{\theta})=f_i[(x,\ \varphi)^{\mathrm{T}}]=y-y_i-\tan(\varphi_i+\varphi)(x-x_i)=0$。需要注意的是，

在式（4.7）~式（4.10）中，只有 $N-1$ 个方程而不是 N 个。尽管如此，假设我们相应地降低向量和矩阵维度，对于式（4.7）~式（4.10），以下推导和方程也成立。向量 $\boldsymbol{\theta}\in\mathbb{R}^M$，包含式（4.5）中 M 个未知的 x、y 和 φ。最小化二次型性能函数（Quadratic Cost Function）取代了直接求解式（4.11），前者在数值上更加稳定（参见1992年Press等人的论文），该二次型性能函数如下所示

$$C(\boldsymbol{\theta}) = \frac{1}{2}f^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{\theta})f(\boldsymbol{\theta}) = \frac{1}{2}\sum_{i=0}^{N}f_i^2(\boldsymbol{\theta}) \tag{4.12}$$

需要注意的是，$C(\boldsymbol{\theta})$ 定义了非线性最小二乘问题（参见1993年Kay的论文）。接下来，我们将计算 $C(\boldsymbol{\theta})$ 的梯度且让它等于0，从而求解出式（4.12）的最小值，得

$$g(\boldsymbol{\theta}) = \nabla_{\boldsymbol{\theta}}C(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{i=0}^{N}\nabla_{\boldsymbol{\theta}}f_i(\boldsymbol{\theta})f_i(\boldsymbol{\theta}) = \underbrace{(\nabla_{\theta}\otimes f^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{\theta}))}_{=:\boldsymbol{\Phi}^{T}(\boldsymbol{\theta})}f(\boldsymbol{\theta}) = \boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{\theta})f(\boldsymbol{\theta}) \overset{!}{=} 0_M \tag{4.13}$$

式中，$\nabla_{\theta}=\left(\frac{\partial}{\partial\boldsymbol{\theta}_1},\ \cdots\frac{\partial}{\partial\boldsymbol{\theta}_M}\right)^{\mathrm{T}}$，$\otimes$表示直积（Kronecker，克罗内克积），$\boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{\theta})$ 为 $N\times M$的雅可比矩阵（Jacobian）。需要注意的是，式（4.13）是一个相对于 θ 的 M 维的非线性方程组。我们可对式（4.13）的函数 $g(\boldsymbol{\theta})$ 应用N-R算法（参见1993年Kay的论文），求解这些方程。那么，第 k 次迭代可由下式给出

$$\boldsymbol{\theta}^{(k+1)} = \boldsymbol{\theta}^{k} - [(\boldsymbol{\Gamma}(\boldsymbol{\theta}))^{-1}g(\boldsymbol{\theta})]\big|_{\boldsymbol{\theta}=\boldsymbol{\theta}^{(k)}} \tag{4.14}$$

式中，$M\times M$ 雅可比矩阵表示为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\Gamma}(\boldsymbol{\theta}) &= \nabla_{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}}\otimes g(\boldsymbol{\theta}) = \nabla_{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}}\otimes[(\nabla_{\boldsymbol{\theta}}\otimes f^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{\theta}))f(\boldsymbol{\theta})] \\ &= \boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{\theta})\boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{\theta}) + \sum_{i=1}^{N}f_i(\boldsymbol{\theta})\boldsymbol{H}_{f_i(\boldsymbol{\theta})}\end{aligned} \tag{4.15}$$

且 $M\times M$ 的海森（Hessian）矩阵为

$$\boldsymbol{H}_{f_i(\boldsymbol{\theta})} = (\nabla_{\boldsymbol{\theta}}\otimes\nabla_{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}})f_i(\boldsymbol{\theta}) = \begin{pmatrix} \frac{\partial^2 f_i(\boldsymbol{\theta})}{\partial\boldsymbol{\theta}_1^2} & \frac{\partial^2 f_i(\boldsymbol{\theta})}{\partial\boldsymbol{\theta}_1\partial\boldsymbol{\theta}_2} & \cdots & \frac{\partial^2 f_i(\boldsymbol{\theta})}{\partial\boldsymbol{\theta}_1\partial\boldsymbol{\theta}_M} \\ \frac{\partial^2 f_i(\boldsymbol{\theta})}{\partial\boldsymbol{\theta}_2\partial\boldsymbol{\theta}_1} & \frac{\partial^2 f_i(\boldsymbol{\theta})}{\partial\boldsymbol{\theta}_2^2} & \cdots & \frac{\partial^2 f_i(\boldsymbol{\theta})}{\partial\boldsymbol{\theta}_2\partial\boldsymbol{\theta}_M} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial^2 f_i(\boldsymbol{\theta})}{\partial\boldsymbol{\theta}_M\partial\boldsymbol{\theta}_1} & \cdots & \frac{\partial^2 f_i(\boldsymbol{\theta})}{\partial\boldsymbol{\theta}_M\partial\boldsymbol{\theta}_{M-1}} & \frac{\partial^2 f_i(\boldsymbol{\theta})}{\partial\boldsymbol{\theta}_M^2} \end{pmatrix} \tag{4.16}$$

例4.1.2（基于AOAD三角测量法的N-R迭代）　下面，我们使用例4.1.1中的参数，对AOAD方程式（4.10）应用N-R迭代[参见式（4.14）~式（4.16）]。因此，该参数向量仅包含MT的 x 坐标和 y 坐标，即 $\boldsymbol{\theta}=(x,\ y)^{\mathrm{T}}$。函数 $f(\boldsymbol{\theta})$ 可以

写成

$$f(\boldsymbol{\theta})=4\begin{bmatrix}(x^2+y^2-xx_2)^2-\cos^2(\Delta\varphi_{21})(x^2+y^2)(x^2+y^2-2xx_2+x_2^2)\\(x^2+y^2-yy_3)^2-\cos^2(\Delta\varphi_{31})(x^2+y^2)(x^2+y^2-2yy_3+y_3^2)\end{bmatrix}$$

式中，$x_2=y_3=100\text{m}$，$\Delta\varphi_{21}=150°$和$\Delta\varphi_{31}=-75°$因此，在前面的方程中，已知$f(\boldsymbol{\theta})$，可以按照如下计算过程，计算 N-R 迭代：

1）计算式（4.13）中的$g(\boldsymbol{\theta})$；

2）计算式（4.15）中的$\Gamma(\boldsymbol{\theta})$；

3）最后，在$\boldsymbol{\theta}=\boldsymbol{\theta}^{(k)}$处对式（4.14）进行估计，得到估值$\boldsymbol{\theta}^{(k+1)}$。

使用该算法之前，先设置一个初始值$\boldsymbol{\theta}(0)$。然后，重复上述三个步骤，直到满足一个预定义的容差ε_{TOL}，即

$$\|\boldsymbol{\theta}^{(k+1)}-\boldsymbol{\theta}^{(k)}\|_2<\varepsilon_{\text{TOL}}$$

图 4.3 展示了使用 N – R 迭代算法的场景（图中的‘+’号标记）。算法初始位置设置在点（100m，100m）处。11 次迭代之后，该算法收敛于正确的 MT 位置（50m，13.4m）。需要注意的是，该算法对起始点设置非常敏感。例如，如果我们选取 BS 的平均位置，即点$\hat{\boldsymbol{x}}^{(0)}=1/N\sum_{i=1}^{N}\boldsymbol{x}_i=(33.3\text{m},33.3\text{m})^{\text{T}}$，作为起始位置，它将收敛到点（16.14m，7.5m）。该点也是式（4.10）的有效解。但是，当我们用测量的 AOAD 检查估计解时，我们发现估值$\Delta\varphi_{31}=105°$，而不是正确的 75°。因此，该位置估计需要选取另外的起始点，直到位置解能够产生正确的 AOAD。

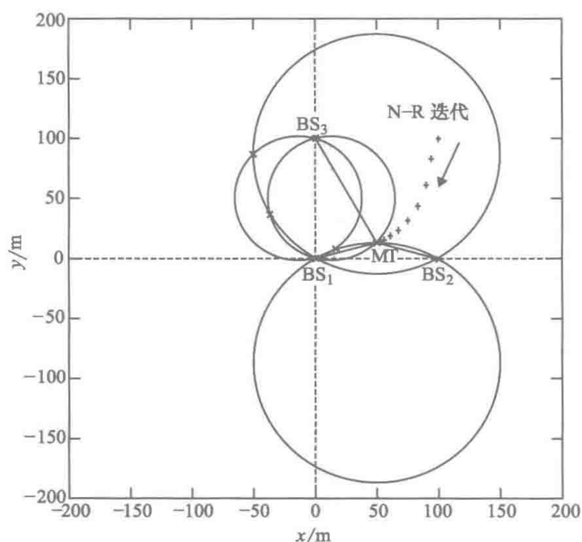


图 4.3 使用 N-R 算法求解 AOAD 测量的导航方程[⊖]

⊖ 图中包含三个 BS，“+”指出了 N-R 迭代的起始位置在（100m，100m），11 次迭代之后得到收敛效果。

G-N（Gauss-Newton）算法。该算法不需要直接求解非线性函数$f(\boldsymbol{\theta})$，而是在$\boldsymbol{\theta}^{(k)}$处对式（4.11）进行线性化处理，即

$$f(\boldsymbol{\theta}) \approx \tilde{f}(\boldsymbol{\theta}) = f(\boldsymbol{\theta}^{(k)}) + \boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{\theta})\big|_{\boldsymbol{\theta}=\boldsymbol{\theta}^{(k)}}(\boldsymbol{\theta}-\boldsymbol{\theta}^{(k)}) \tag{4.17}$$

式中，线性函数$\tilde{f}(\boldsymbol{\theta})$的$N \times M$雅可比矩阵为

$$\tilde{\boldsymbol{\Phi}}(\boldsymbol{\theta}) = \nabla_{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}} \otimes \tilde{f}(\boldsymbol{\theta}) = \boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{\theta})\big|_{\boldsymbol{\theta}=\boldsymbol{\theta}^{(k)}} \tag{4.18}$$

因此，函数

$$\tilde{g}(\boldsymbol{\theta}) = \boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{\theta})\big|_{\boldsymbol{\theta}=\boldsymbol{\theta}^{(k)}}[f(\boldsymbol{\theta}^{(k)}) + \boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{\theta})\big|_{\boldsymbol{\theta}=\boldsymbol{\theta}^{(k)}}(\boldsymbol{\theta}-\boldsymbol{\theta}^{(k)})] \tag{4.19}$$

此时在$\boldsymbol{\theta}$处是线性的。最后设置$\tilde{g}(\boldsymbol{\theta}) \overset{!}{=} \mathbf{0}$并求解$\boldsymbol{\theta}$，得到G-N迭代。

$$\boldsymbol{\theta}^{(k+1)} = \boldsymbol{\theta}^{(k)} - \{[\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{\theta})\boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{\theta})]^{-1}\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{\theta})]\}\big|_{\boldsymbol{\theta}=\boldsymbol{\theta}^{(k)}}\boldsymbol{f}[\boldsymbol{\theta}^{(k)}] \tag{4.20}$$

4.1.1.3 三维空间

在本节的后续部分，我们将这些条件扩展到三维导航场景（见本书第2.2.2节），三维场景如图2.9所示。在三维空间中，我们除了测量两个方位角φ_1和φ_2外，还能够测量两个仰角$\boldsymbol{\theta}_1$和$\boldsymbol{\theta}_2$。式（4.5）中的x坐标和y坐标在三维空间中仍然成立。因此，根据第2.2.2节和图2.9，可以得到以下方位角和仰角的关系，即

$$\begin{aligned}(y-y_i) &= \tan(\varphi_i+\varphi)(x-x_i) \\ \cos(\varphi_i+\varphi)(z-z_i) &= \tan(\boldsymbol{\theta}_i+\boldsymbol{\theta})(x-x_i)\end{aligned} \quad i=1,\cdots,N \tag{4.21}$$

或对式（4.21）中第二行等式使用$d_{i,2D}=\sqrt{(x-x_i)^2+(y-y_i)^2}$，得到

$$(z-z_i) = \tan(\boldsymbol{\theta}_i+\boldsymbol{\theta})d_{i,2D} \quad i=1,\cdots,N \tag{4.22}$$

在式（4.21）中，有5个未知量x、y、z、φ和$\boldsymbol{\theta}$。因此，至少需要5个AOA测量值，例如，三个方位角AOA和两个仰角AOA。与式（4.5）、式（4.6）和式（4.7）类似，将导航方程式（4.21）修改成

$$\begin{aligned}\arctan\left(\frac{y-y_i}{x-x_i}\right) &= \varphi_i+\varphi \\ \arctan\left(\frac{z-z_i}{d_{i,2D}}\right) &= \boldsymbol{\theta}_i+\boldsymbol{\theta}\end{aligned} \quad i=1,\cdots,N \tag{4.23}$$

同时，得到

$$\begin{aligned}\arctan\left(\frac{y-y_i}{x-x_i}\right) - \arctan\left(\frac{y-y_1}{x-x_1}\right) &= \Delta\varphi_{i1} \\ \arctan\left(\frac{z-z_i}{d_{i,2D}}\right) - \arctan\left(\frac{z-z_1}{d_{1,2D}}\right) &= \Delta\boldsymbol{\theta}_{i1}\end{aligned} \quad i=2,\cdots,N \tag{4.24}$$

除了式（4.23）和式（4.24）外，我们还可以根据图4.4以及余弦定理计算MT位置的z坐标，如下所示

$$a_i^2=(x-x_i)^2+(y-y_i)^2+(z-z_i)^2$$
$$b_i^2=(x-x_1)^2+(y-y_1)^2+(z-z_1)^2$$
$$\begin{aligned} c_i^2 &= \left(\sqrt{(x-x_i)^2+(y-y_i)^2}-\sqrt{(x-x_1)^2+(y-y_1)^2}\right)^2+(z_i-z_1)^2 \\ &= a_i^2+b_i^2-2a_ib_i\cos(\Delta\boldsymbol{\theta}_{i1}),\quad i=2,\cdots,N \end{aligned} \tag{4.25}$$

或者

$$\Delta\boldsymbol{\theta}_{i1}=\arccos\left(\frac{a_i^2+b_i^2-c_i^2}{2a_ib_i}\right)\quad i=2,\cdots,N \tag{4.26}$$

式中，$\Delta\boldsymbol{\theta}_{i1}=\boldsymbol{\theta}_i-\boldsymbol{\theta}_1$ 是仰角 AOAD。这样，我们就可以根据式（4.25）使用 AOAD 测量结果得到 MT 的 z 坐标，它是一个关于 z 的代数方程。对式（4.25）中最后一个式子等号两边加平方，可以得到一个关于 z 的四阶多项式方程，即一个四阶方程，可以通过解析对其进行求解。

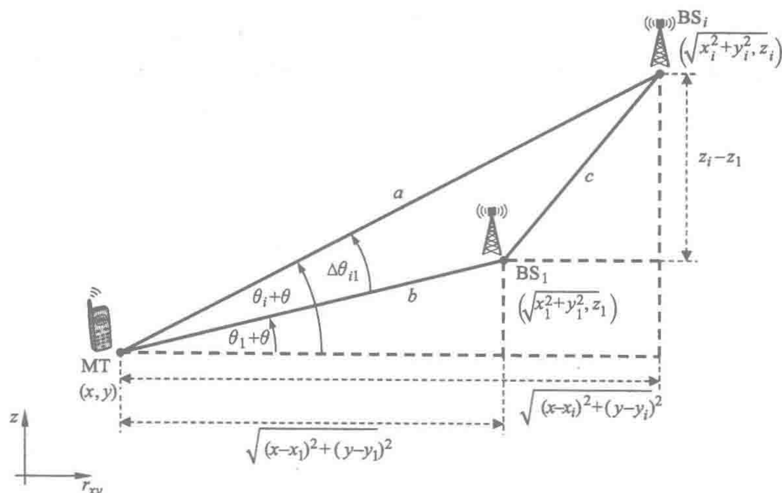


图 4.4　基于 AOAD $\Delta\boldsymbol{\theta}_{i1}$ 的三维 AOA 估计中的步骤 2

由于方位角同 x 坐标和 y 坐标之间的关系与 z 坐标无关，我们可以按照以下两个步骤计算出 MT 的位置：

1）已知 φ 根据式（4.1）或未知 φ 根据式（4.5）~式（4.10），计算在 xy 平面上 MT 的笛卡尔坐标。

2）已知 x、y 的估值和可能的角度 φ，以及已知 $\boldsymbol{\theta}$ 时需要至少一个仰角的 AOA 测量值 $\boldsymbol{\theta}_i$ 或未知 $\boldsymbol{\theta}$ 时，需要两个仰角 AOA 测量值，根据式（4.21）~式（4.26）中的一个计算 MT 的 z 坐标。

需要注意的是，在计算三维 MT 位置时，如果 MT 的朝向是已知的，那么只需要测量三个角度，例如两个方位角 φ_1、φ_2 和一个仰角 $\boldsymbol{\theta}_1$。根据图 2.9，使用几何解析的方式可将其解释如下：首次计算 MT 的 x 坐标和 y 坐标时，MT 的三维位置

解依赖于两个平面的交点。这些平面与 xy 平面垂直且包含点（x_1，y_1）与（x，y）或（x_2，y_2）与（x，y）。两个平面的相交线与 z 轴平行，MT 就位于这条平行线上。给定一个仰角作为第三个测量值，就可以唯一确定 MT 的位置（x，y，z）。如果 MT 的朝向是未知的，则至少需要测量 5 个角度，即 φ_1、φ_2、φ_3、$\boldsymbol{\theta}_1$ 和 $\boldsymbol{\theta}_2$。

已知 MT 朝向的三角测量方程的解析解

前面的计算表明，如果 MT 的朝向是已知的或上行 AOA 已在 BS 上测量，那么在平面导航中只需两个方位角测量值就足够了。在三维导航的情况下，计算 MT 的位置则需要三个角度测量结果，例如，两个方位角和一个仰角。这样，就可以根据式（4.21）计算出 MT 位置的 z 坐标，即

$$z = z_1 + \tan(\boldsymbol{\theta}_1) d_{1,2D}$$

式中，$d_{1,2D} = \sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2}$可根据式（4.4）的解计算得出。

未知 MT 朝向的三角测量方程的数值解

在这种情况下，我们需要求解非线性方程式（4.21）~式（4.26）中的一个。据我们所知，只有式（4.25）可能有一个相当复杂的封闭解。在第 4.1.1.2 节中，我们介绍了二维方程式（4.5）~式（4.10）的 N-R 算法和 G-N 算法。可将其简单地扩展到三维方程式（4.21）~式（4.26）。我们只需要简单地改写式（4.11）中的 $f(\boldsymbol{\theta})$，然后相应地重写式（4.12）~式（4.20）即可。

4.1.2 误差测量下的三角测量法

与上一节相反，任何实际系统都无法提供理想的测量结果。这些测量值会由于各种影响而存在误差，例如，电子电路中的热噪声，测量设备的角度分辨率，BS 位置的不确定性，等等。通常，我们假设，AOA 测量误差受 AWGN（加性高斯白噪声）的干扰（参见第 3.3.2 节以及 2010 年 Figueiras 与 Frattasi 的论文和 2012 年 Zekavat 与 Buehrer 的论文），即

$$\hat{\varphi}_i = \varphi_i + \varphi_{\varepsilon_i}, \quad \varphi_{\varepsilon_i} \sim N(0, \sigma^2_{\varphi_{\varepsilon_i}}), \quad i = 1, \cdots, N \tag{4.27}$$

和

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_i = \boldsymbol{\theta}_i + \boldsymbol{\theta}_{\varepsilon_i}, \quad \boldsymbol{\theta}_{\varepsilon_i} \sim N(0, \sigma^2_{\boldsymbol{\theta}_{\varepsilon_i}}), \quad i = 1, \cdots, N \tag{4.28}$$

因此，可以简单地将式（4.1）、式（4.5）~式（4.10）和式（4.21）~式（4.26）中的 φ_i 替换成 $\hat{\varphi}_i$，$\boldsymbol{\theta}_i$ 替换成 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_i$，即可将理想测量下的导航方程转换成带有测量误差的三角测量法的导航方程。需要注意的是，式（4.27）和式（4.28）中 AOA 测量值 $\hat{\varphi}_i$ 和 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_i$ 上的 AWGN，通过将三角函数 cos 和 tan 被转换成三角方程，即式（4.1）、式（4.5）、式（4.8）、式（4.10）、式（4.21）、式（4.22）和式（4.25）中的乘法的非高斯噪声。这将使位置求解算法的推导变得复杂，尤其是 ML 算法。因此，由式（4.6）、式（4.7）、式（4.9）、式（4.23）、式（4.24）和式（4.26）定义的三角测量方程，更适合于噪声 AOA 测量。

图 4.5 描述了带有测量噪声的二维导航测量场景。假设 N 个 BS 已经测量了 MT 接收信号的 AOA，即 $\hat{\varphi}_i$ 和 $\hat{\boldsymbol{\theta}}_i$（$i=1, \cdots, N$），根据式（4.27）和式（4.28）。

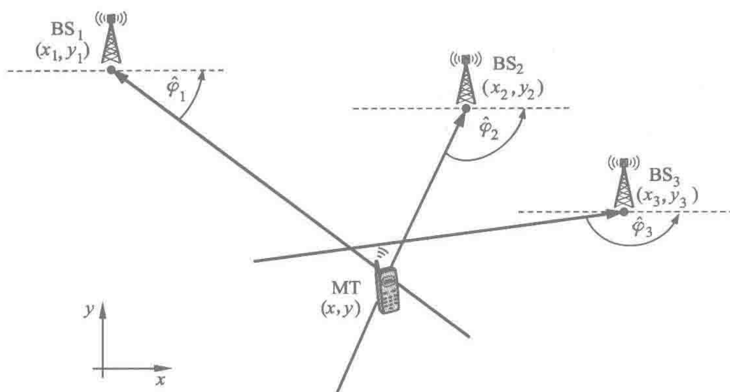


图 4.5　二维笛卡尔坐标空间带有噪声测量的 MT 三角测量

4.1.2.1　已知 MT 朝向有误差 AOA 测量结果的线性最小二乘解

尽管式（4.1）或式（4.21）只有在理想测量结果下才能成立，但是有一种求解带有误差测量结果三角测量方程的简单方式，就是在式（4.1）或式（4.21）中应用最小二乘法。使用式（4.1），可以将式（4.3）写成如下的线性方程组，即

$$\underbrace{\begin{pmatrix} -\tan\hat{\varphi}_1 & 1 \\ -\tan\hat{\varphi}_2 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ -\tan\hat{\varphi}_N & 1 \end{pmatrix}}_{=:\boldsymbol{A}} \underbrace{\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix}}_{=:\boldsymbol{\theta}} = \underbrace{\begin{pmatrix} y_1 - \tan\hat{\varphi}_1 x_1 \\ y_2 - \tan\hat{\varphi}_2 x_2 \\ \vdots \\ y_N - \tan\hat{\varphi}_N x_N \end{pmatrix}}_{=:\boldsymbol{B}} \tag{4.29}$$

$$\boldsymbol{A\theta} = \boldsymbol{B}$$

由于矩阵 A 的维度是 $N \times 2$，因此式（4.29）没有唯一解。但是我们可以根据 2002 年 Haykin 的论文和 1993 年 Kay 的论文，计算式（4.29）的线性最小二乘解，即

$$\boldsymbol{\theta} = (\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{B} \tag{4.30}$$

遗憾的是，由于式（4.29）中存在噪声的复杂影响，在式（4.30）中，我们无法获得最小二乘估计的任何统计特性。

当考虑三维位置估计时，使用式（4.21）可以得到一组类似的线性方程组，即

$$\underbrace{\begin{pmatrix} -\tan\hat{\varphi}_1 & 1 & 0 \\ -\tan\hat{\varphi}_2 & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -\tan\hat{\varphi}_N & 1 & 0 \\ -\tan\hat{\theta}_1\sqrt{1+\tan^2\hat{\varphi}_1} & 0 & 1 \\ -\tan\hat{\theta}_2\sqrt{1+\tan^2\hat{\varphi}_2} & 0 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -\tan\hat{\theta}_N\sqrt{1+\tan^2\hat{\varphi}_N} & 0 & 1 \end{pmatrix}}_{=:\boldsymbol{A}} \underbrace{\begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix}}_{=:\boldsymbol{\theta}} = \underbrace{\begin{pmatrix} y_1 - \tan\hat{\varphi}_1 x_1 \\ y_2 - \tan\hat{\varphi}_2 x_2 \\ \vdots \\ y_N - \tan\hat{\varphi}_N x_N \\ z_1 - \tan\hat{\theta}_1\sqrt{1+\tan^2\hat{\varphi}_1}x_1 \\ z_2 - \tan\hat{\theta}_2\sqrt{1+\tan^2\hat{\varphi}_2}x_2 \\ \vdots \\ z_N - \tan\hat{\theta}_N\sqrt{1+\tan^2\hat{\varphi}_N}x_N \end{pmatrix}}_{=:\boldsymbol{B}}$$

$$\boldsymbol{A\theta} = \boldsymbol{B}$$

已知该方程，根据式（4.30）可以计算出 $\boldsymbol{\theta}$ 的最小二乘估计。

4.1.2.2 未知MT朝向有误差的下行AOA测量结果的最大似然解

在本节中，我们主要研究未知MT朝向情况下，下行链路存在误差AOA测量结果的ML位置估计。与第4.1.1.2节类似，当AOA测量结果受到AWGN干扰影响时，使用迭代N－R算法和G－N算法求解非线性加权最小二乘问题。

已知式（4.6）中的导航方程，将向量函数定义为

$$f(\boldsymbol{\theta}) = [f_1(\boldsymbol{\theta}) \cdots f_N(\boldsymbol{\theta})]^{\mathrm{T}} \tag{4.31}$$

式中，$f_i(\boldsymbol{\theta})$ 由下式给出，即

$$f_i(\boldsymbol{\theta}) = \arctan\left(\frac{y - y_i}{x - x_i}\right) - \varphi \quad i = 1, \cdots, N$$

测量向量表示如下

$$\hat{\boldsymbol{\varphi}} = f(\boldsymbol{\theta}) + \boldsymbol{\varphi}_\varepsilon = [f_1(\boldsymbol{\theta}) + \varphi_{\varepsilon_1} \cdots \mathrm{f}_\mathrm{N}(\boldsymbol{\theta}) + \varphi_{\varepsilon_\mathrm{N}}]^T$$

式中，$\boldsymbol{\varphi}_\varepsilon \sim N(\boldsymbol{0}_N,\ \Sigma_{\varphi_\varepsilon})$ 且 $\Sigma_{\varphi_\varepsilon} = E\{\boldsymbol{\varphi}_\varepsilon \boldsymbol{\varphi}_\varepsilon^{\mathrm{T}}\}$。

如果AOA测量结果是非相关的，$\Sigma_{\varphi_\varepsilon} \in \mathbb{R}^{N \times N}$ 将变成一个对角矩阵。对于随机向量 $\hat{\boldsymbol{\varphi}}$，在给定 $f(\boldsymbol{\theta})$ 情况下，对数似然函数为

$$\ln p[\hat{\boldsymbol{\varphi}} \mid f(\boldsymbol{\theta})] = -\frac{N}{2}\ln(2\pi) - \frac{1}{2}\ln\det\sum_{\varphi_\varepsilon} - \frac{1}{2}\{[\hat{\boldsymbol{\varphi}} - f(\boldsymbol{\theta})]^{\mathrm{T}} \sum_{\varphi_\varepsilon}^{-1} [\hat{\boldsymbol{\varphi}} - f(\boldsymbol{\theta})]\}$$

式中，只有最后一项是一个关于 $\boldsymbol{\theta}$ 的函数。因此，我们定义ML代价函数为

$$L(\boldsymbol{\theta}) = -\frac{1}{2}[\hat{\boldsymbol{\varphi}} - f(\boldsymbol{\theta})]^{\mathrm{T}} \sum_{\varphi_\varepsilon}^{-1} [\hat{\boldsymbol{\varphi}} - f(\boldsymbol{\theta})] \tag{4.32}$$

该代价函数定义了一种非线性加权最小二乘问题。为了找到式（4.32）的最大似然解，我们需要计算 $L(\boldsymbol{\theta})$ 的梯度，并使其等于0向量，即

$$g(\boldsymbol{\theta}) = \nabla_{\boldsymbol{\theta}} L(\boldsymbol{\theta}) = \nabla_{\boldsymbol{\theta}} \ln p[\hat{\boldsymbol{\varphi}} \mid \boldsymbol{f}(\boldsymbol{\theta})]$$

$$= [\nabla_{\boldsymbol{\theta}} \otimes \boldsymbol{f}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{\theta})] \sum_{\varphi_\varepsilon}^{-1} [\hat{\boldsymbol{\varphi}} - \boldsymbol{f}(\boldsymbol{\theta})] = \boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{\theta}) \sum_{\varphi_\varepsilon}^{-1} [\hat{\boldsymbol{\varphi}} - \boldsymbol{f}(\boldsymbol{\theta})] \overset{!}{=} 0_M \tag{4.33}$$

在本小节的后续内容中，我们将针对式（4.32）和式（4.33）具体介绍迭代 N-R 算法和 G-N 算法。尽管，这些推导只对式（4.6）定义的导航方程才能严格成立，但是我们可以简单修改这一推导过程，从而求出式（4.7）、式（4.9）、式（4.23）、式（4.24）或式（4.26）。

N-R 算法

与第 4.1.1.2 节类似，未知 MT 朝向情况下，下行链路中带有误差 AOA 测量结果的非线性加权最小二乘问题的 N-R 迭代过程，由下式给出

$$\boldsymbol{\theta}^{(k+1)} = \boldsymbol{\theta}^{(k)} - \{[\Gamma(\boldsymbol{\theta})^{-1}] g(\boldsymbol{\theta})\} \mid_{\boldsymbol{\theta}=\boldsymbol{\theta}^{(k)}}$$

式中，$M \times M$ 雅可比矩阵为

$$\Gamma(\boldsymbol{\theta}) = \nabla_{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}} \otimes g(\boldsymbol{\theta}) = \nabla_{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}} \otimes \{[\nabla_{\boldsymbol{\theta}} \otimes \boldsymbol{f}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{\theta})] \sum_{\varphi_\varepsilon}^{-1} [\hat{\boldsymbol{\varphi}} - \boldsymbol{f}(\boldsymbol{\theta})]\}$$

$$= \sum_{i=1}^{N} \boldsymbol{H}_{f_i(\boldsymbol{\theta})} \{\sum_{\varphi_\varepsilon}^{-1} [\hat{\boldsymbol{\varphi}} - \boldsymbol{f}(\boldsymbol{\theta})]\}_i - \boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{\theta}) \sum_{\varphi_\varepsilon}^{-1} \boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{\theta})$$

$(\cdot)_i$ 表示向量的第 i 个元素，且 $M \times M$ 黑塞矩阵为

$$\boldsymbol{H}_{f_i(\boldsymbol{\theta})} = (\nabla_{\boldsymbol{\theta}} \otimes \nabla_{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}}) f_i(\boldsymbol{\theta}) = \begin{pmatrix} \dfrac{\partial^2 f_i(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_1^2} & \dfrac{\partial^2 f_i(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_1 \partial \theta_2} & \cdots & \dfrac{\partial^2 f_i(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_1 \partial \theta_M} \\ \dfrac{\partial^2 f_i(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_2 \partial \theta_1} & \dfrac{\partial^2 f_i(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_2^2} & \cdots & \dfrac{\partial^2 f_i(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_2 \partial \theta_M} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \dfrac{\partial^2 f_i(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_M \partial \theta_1} & \cdots & \dfrac{\partial^2 f_i(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_M \partial \theta_{M-1}} & \dfrac{\partial^2 f_i(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_M^2} \end{pmatrix}$$

G-N 算法

与第 4.1.1.2 节类似，我们在 $\boldsymbol{\theta}^{(k)}$ 上对式（4.31）进行线性化处理，即

$$\boldsymbol{f}(\boldsymbol{\theta}) \approx \tilde{\boldsymbol{f}}(\boldsymbol{\theta}) = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{\theta}^{(k)}) + \boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{\theta}) \mid_{\boldsymbol{\theta}=\boldsymbol{\theta}^{(k)}} (\boldsymbol{\theta} - \boldsymbol{\theta}^{(k)})$$

因此，线性化函数 $\tilde{\boldsymbol{f}}(\boldsymbol{\theta})$ 的 $N \times M$ 雅可比矩阵为

$$\tilde{\boldsymbol{\Phi}}(\boldsymbol{\theta}) = \nabla_{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}} \otimes \tilde{\boldsymbol{f}}(\boldsymbol{\theta}) = \boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{\theta}) \mid_{\boldsymbol{\theta}=\boldsymbol{\theta}^{(k)}}$$

所以，函数

$$\tilde{g}(\boldsymbol{\theta}) = \boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{\theta}) \mid_{\boldsymbol{\theta}=\boldsymbol{\theta}^{(k)}} \sum_{\varphi_\varepsilon}^{-1} [\hat{\boldsymbol{\varphi}} - \mathrm{f}(\boldsymbol{\theta}^{(k)}) - \boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{\theta}) \mid_{\boldsymbol{\theta}=\boldsymbol{\theta}^{(k)}} (\boldsymbol{\theta} - \boldsymbol{\theta}^{(k)})]$$

现在在 $\boldsymbol{\theta}$ 上是线性的。因此，令 $\tilde{g}(\boldsymbol{\theta}) \overset{!}{=} 0$，求解 $\boldsymbol{\theta}$ 得到 G-N 迭代

$$\boldsymbol{\theta}^{(k+1)} = \boldsymbol{\theta}^{k} + \{[\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{\theta}) \sum_{\varphi_\varepsilon}^{-1} \boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{\theta})]^{-1} \boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{\theta})\} \mid_{\boldsymbol{\theta}=\boldsymbol{\theta}^{(k)}} \sum_{\varphi_\varepsilon}^{-1} [\hat{\boldsymbol{\varphi}} - \boldsymbol{f}(\boldsymbol{\theta}^{(k)})]$$

4.2 三边测量法

在本节中，我们将考虑基于 MT 与 BS 之间距离的三边测量法。其中使用到的测量量包括 TOA（参见本书第 3.2 节）和 RSS（参见本书第 2.3.2 节）。

对于 TOA，信号传播距离与时间之间的关系如下

$$d_i = c(T_i - T_0)$$

式中，c 代表光速；T_i 代表信号被接收的时刻；T_0 为信号被发射的时刻（参见第 2.1.1 节）。

对于 RSS，接收信号功率与距离之间的关系取决于信号传播的环境。在理想的自由空间传播条件下，这一关系表示如下

$$d_i \propto \sqrt{\frac{P_t}{P_r}}$$

详细介绍，请参阅本书第 2.3.2 节。

在本节的后续内容中，我们主要关注的是基于 TOA 测量的三边测量法。

4.2.1 理想测量下的三边测量法

对于理想情况下的 TOA 测量结果，二维导航方程可由下式给出［参见式(2.1)］，即

$$d_i = c(T_i - T_0) = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}, \quad i = 1, \cdots, N \tag{4.34}$$

对式（4.34）两边加平方，得到

$$d_i^2 = (x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 \quad i = 1, \cdots, N \tag{4.35}$$

该式定义了 N 个圆心位于（x_i，y_i）、半径为 d_i 的圆。如图 2.1 所示，由 TOA 测量值定义的两个圆相交于两个点，例如，BS_1 和 BS_2。只有再用一个 TOA 测量值定义的圆，例如 BS_3，才能获得确定解。因此，至少需要三个彼此无关的测量结果，才能求解二维 TOA 导航方程式（4.34）。

二维扩展到三维的情况比较简单。在三维场景中，TOA 测量值定义的不再是圆，而是一个球面。由于引入了另一个未知量 z 坐标，因此，预计至少需要四个彼此无关的测量结果，才能求解三维情况下的导航方程。

4.2.1.1 三边测量方程的解析解

在本节中，我们将推导理想测量情况下三边测量方程的解析解。已知由式(4.35) 定义的 N 个圆，我们从中去除 $i=1$ 的情况，那么就有

$$(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 - (x - x_1)^2 - (y - y_1)^2 = d_i^2 - d_1^2 \quad i = 2, \cdots, N$$

接下来，化简上述方程，得到关于 MT 位置（x，y）的线性方程组

$$-2x(x_i - x_1) - 2y(y_i - y_1) + x_i^2 - x_1^2 + y_i^2 - y_1^2 = d_i^2 - d_1^2 \quad i = 2, \cdots, N \tag{4.36}$$

使用 $r_i^2 = x_i^2 + y_i^2$，将式（4.36）重写成向量矩阵的表示形式，即

$$2\underbrace{\begin{pmatrix} x_2 - x_1 & y_2 - y_1 \\ x_3 - x_1 & y_3 - y_1 \\ \vdots & \vdots \\ x_N - x_1 & y_N - y_1 \end{pmatrix}}_{=:A}\underbrace{\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix}}_{=:\theta} = \underbrace{\begin{pmatrix} r_2^2 - d_2^2 - r_1^2 + d_1^2 \\ r_3^2 - d_3^2 - r_1^2 + d_1^2 \\ \vdots \\ r_N^2 - d_N^2 - r_1^2 + d_1^2 \end{pmatrix}}_{=:B}$$

$$\boldsymbol{A\theta} = \boldsymbol{B}$$

当 $N=3$ 时，该方程能够给出唯一解 $\boldsymbol{\theta} = \boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B}$，其中已知矩阵 $\boldsymbol{A}$ 是可逆的，即

$$\begin{aligned}\det\boldsymbol{A} &= (x_2 - x_1)(y_3 - y_1) - (x_3 - x_1)(y_2 - y_1) \\ &= x_1(y_2 - y_3) + x_2(y_3 - y_1) + x_3(y_1 - y_2) \neq 0\end{aligned}$$

与预期相同，我们得到基于 3 个 TOA 测量值的唯一解，即 3 个圆相交于一点（见图 2.1）。

上述推导方法可直接扩展到三维情况，因此，出于篇幅考虑，这里不再赘述。

4.2.2 误差测量下的三边测量法

4.2.2.1 有噪声的测量

如本书第 2.1.1 节所述，TOA 测量结果通常会受到普遍存在的热噪声的影响。因此，式（4.34）变为

$$\hat{d}_i = d_i + \varepsilon_i = c(T_i - T_0) + \varepsilon_i = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2} + \varepsilon_i, \quad i = 1, \cdots, N \tag{4.37}$$

式中，ε_i 表示均值为 0、标准差为 σ_{ε_i} 的 AWGN。在这种情况下，这些圆可能不再会相较于一点。相反，我们可以使用一个围绕均值 d_i 的环来描述噪声的不确定性，如图 2.2 所示。

4.2.2.2 钟差

在一般情况下，我们不能假设 MT 的时钟与 BS 的系统时间 T_0 是同步的。因此，式（4.37）中的距离估计就成了有偏伪距估计 $\hat{d}_i$，即

$$\begin{aligned}\hat{d}_i &= c(T_i - T_0) + \underbrace{c(T_0 - T_M)}_{=:b} + \varepsilon_i \\ &= d_i + b + \varepsilon_i \\ &= \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2} + b + \varepsilon_i \quad i = 1, \cdots, N\end{aligned} \tag{4.38}$$

式中，T_M、b 和 $\hat{d}_i$ 分别表示本地 MT 时间、参考时间 T_0 与 T_M 之间的钟差（也称时钟偏差）以及包含钟差影响的伪距。导航方程式（4.38）对于钟差是线性的，但是对于坐标 x 和 y 是非线性的。一种理解式（4.38）的方式是，引入一个变量 b 作为真实半径 d_i 的不确定性。在图 4.6 中，我们绘制了相应的几何解。水平面为 x 轴和 y 轴左边，垂直轴为钟差 b。当 $b=0$ 时，MT 的位置为三个虚线圆的交点。由

于钟差 $b=c(T_0-T_M)$，所以由伪距测量值 $\hat{d}_i$，$i=1, 2, 3$ 定义的圆不会相交于一点。因此，求解式（4.38）的算法需要调整钟差，直到三个测量结果相交于一点。只使用三个伪距测量值时，可能无法确定 x、y、b 的唯一解。所以，需要额外使用一个来自于第四个 BS 的独立伪距测量结果，才能唯一求解式（4.38）。其中，假设没有额外的不确定性被引入到噪声项 ε_i。在图4.6中，式（4.38）中 x、y、b 的几何解为图中三个“光锥”的相较区域（参见2013年 Wikipedia 上的一篇文章）。每个光锥有一个与 b 轴平行的旋转对称轴，且穿过 BS 的位置。在 $b=c(T_0-T_M)$ 处，对应 BS_i 的锥体半径为 $\hat{d}_i$。

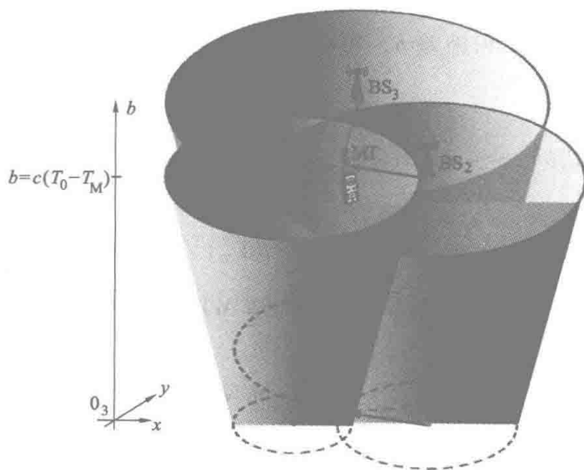


图4.6 基于TOA测量的三边测量法[⊖]

在下面内容中，我们将式（4.38）重写为向量矩阵表示法。为此，我们在向量 $\hat{\boldsymbol{d}}=(\hat{d}_1, \cdots, \hat{d}_N)^{\mathrm{T}}$ 中包含所有的伪距 $\hat{d}_i$，在向量 $\boldsymbol{d}=(d_1, \cdots, d_N)^{\mathrm{T}}$ 中包含所有 BS 与 MT 的真实距离 d_i，以及在向量 $\boldsymbol{\varepsilon}=(\varepsilon_1, \cdots, \varepsilon_N)^{\mathrm{T}}$ 中包含所有 BS 的噪声项 ε_i。然后，将式（4.38）重写为向量表示形式，即

$$\hat{\boldsymbol{d}}=\boldsymbol{d}+b\mathbf{1}_N+\boldsymbol{\varepsilon}$$

式中，$\mathbf{1}_N$ 是只包含1的 N 维向量。对于噪声向量 ε，我们定义相关矩阵为

$$\Sigma_\varepsilon=\boldsymbol{E}\{\boldsymbol{\varepsilon}\boldsymbol{\varepsilon}^{\mathrm{T}}\} \tag{4.39}$$

矩阵 Σ_ε 考虑到了所有的误差，比如像噪声和剩余误差（例如，在多径消除之后产生的误差，参见本书第7.3节的内容）。假设链路级“TOA”测量结果与协方差 $\sigma^2_{\varepsilon_1}$，…，$\sigma^2_{\varepsilon_N}$ 之间是独立的，那么式（4.39）就变成了一个对角矩阵，即

⊖ 该图描述的情况用于确定未知的MT位置（x，y）和钟差。其中，未知MT钟差产生伪距测量结果，导致无法相交于一点。图中情况的几何解为三个“光锥”的相交区域。

$$\Sigma_{\varepsilon}=\begin{pmatrix}\sigma_{\varepsilon_1}^2 & 0 & \cdots & 0\\ 0 & \sigma_{\varepsilon_2}^2 & \ddots & \vdots\\ \vdots & \ddots & \ddots & 0\\ 0 & \cdots & 0 & \sigma_{\varepsilon_N}^2\end{pmatrix} \tag{4.40}$$

4.2.2.3 三边测量方程的数值解

对于存在误差的测量结果，在未知 MT 朝向情况下的下行链路中（见第 4.1.2.2 节），针对基于存在误差 AOA 测量结果的 AWGN（见第 3.2.2 节）或 ML 位置估计，我们选取一种类似于 ML TOA 估计的方法。根据式（4.38）和式（4.39），已知真实距离 d 和钟差 b，可将存在噪声的伪距测量值 $\hat{d}$ 的对数似然函数写成

$$\ln p[\hat{d}\mid \boldsymbol{d}(\boldsymbol{x}),b]=-\frac{N}{2}\ln(2\pi)-\frac{1}{2}\ln\det\sum\nolimits_{\varepsilon}-\frac{1}{2}\{[\hat{\boldsymbol{d}}-\boldsymbol{d}(\boldsymbol{x})-b\,\mathbf{1}_N]^{\mathrm{T}}\sum\nolimits_{\varepsilon}^{-1}[\hat{\boldsymbol{d}}-\boldsymbol{d}(\boldsymbol{x})-b\,\mathbf{1}_N]\}$$

在上面这个式子中，由于只有最后一项与未知 MT 的位置 $\boldsymbol{x}$ 和 MT 钟差 b 有关，因此，定义代价函数为

$$L(\boldsymbol{x},b)=-\frac{1}{2}[\hat{\boldsymbol{d}}-d(\boldsymbol{x})-b\,\mathbf{1}_N]^{\mathrm{T}}\sum\nolimits_{\varepsilon}^{-1}[\hat{\boldsymbol{d}}-\boldsymbol{d}(\boldsymbol{x})-b\,\mathbf{1}_N] \tag{4.41}$$

式（4.41）定义了三边测量的非线性加权最小二乘问题。ML 估计可通过计算代价函数 $L(\boldsymbol{x},\ b)$ 的梯度，并令其等于 0 来实现（参见 1993 年 Kay 的论文），即

$$\begin{aligned}\nabla_{\boldsymbol{x},b}L(\boldsymbol{x},b)&=\nabla_{\boldsymbol{x},b}\ln p[\hat{\boldsymbol{d}}\mid \boldsymbol{d}(\boldsymbol{x}),b]\\&=\{\nabla_{\boldsymbol{x},b}\otimes[\boldsymbol{d}(\boldsymbol{x})+b\,\mathbf{1}_N)^{\mathrm{T}}\}\sum\nolimits_{\varepsilon}^{-1}[\hat{\boldsymbol{d}}-\boldsymbol{d}(\boldsymbol{x})-b\,\mathbf{1}_N]=\mathbf{0}_3\end{aligned} \tag{4.42}$$

式中，$\nabla_{x,b}=\left(\frac{\partial}{\partial x},\ \frac{\partial}{\partial y},\ \frac{\partial}{\partial b}\right)^{\mathrm{T}}$ 且 $\mathbf{0}_3=(0,\ 0,\ 0)^{\mathrm{T}}$。对于非相关 TOA 测量结果，式（4.42）可以简化为

$$\nabla_{\boldsymbol{x},b}L(\boldsymbol{x},b)=\sum_{i=0}^{N}\begin{pmatrix}\dfrac{x-x_i}{d_i(\boldsymbol{x})}\\ \dfrac{y-y_i}{d_i(\boldsymbol{x})}\\ 1\end{pmatrix}\frac{\hat{\boldsymbol{d}}_i-\boldsymbol{d}_i(\boldsymbol{x})-b}{\sigma_{\varepsilon_i}^2}=\mathbf{0}_3 \tag{4.43}$$

然后，式（4.42）和式（4.43）的解就是 ML 估计结果，即最小化代价函数式（4.41）的结果

$$\begin{pmatrix} \hat{\boldsymbol{x}} \\ \hat{\boldsymbol{b}} \end{pmatrix} = \underset{\boldsymbol{x},b}{\operatorname{argmin}} L(\boldsymbol{x}, b)$$

一般，对于非线性三维问题，不存在解析解。因此，我们需要使用迭代算法。

G-N 算法

G-N 算法是适用于最小化非线性加权最小二乘代价函数 $L(\boldsymbol{x}, b)$ 的一种标准算法（参见 1976 年 Foy 的论文）。G-N 算法对具有初始值 $\boldsymbol{x}^{(0)}$ 的系统模型进行线性化处理，得到

$$\boldsymbol{d}(\boldsymbol{x}) \approx \boldsymbol{d}(\boldsymbol{x}^{(0)}) + \boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{x}) \mid_{\boldsymbol{x}=\boldsymbol{x}^{(0)}} (\boldsymbol{x} - \boldsymbol{x}^{(0)})$$

式中，$N \times 3$ 雅可比矩阵为

$$\boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{x}) = \nabla_{\boldsymbol{x},b}^{\mathrm{T}} \otimes \boldsymbol{d}(\boldsymbol{x}) = \begin{pmatrix} \frac{x - x_1}{d_1} & \frac{y - y_1}{d_1} & 1 \\ \frac{x - x_2}{d_2} & \frac{y - y_2}{d_2} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{x - x_N}{d_N} & \frac{y - y_N}{d_N} & 1 \end{pmatrix}$$

接下来，使用标准线性最小二乘算法（参见 1993 年 Kay 的论文），得到迭代解，即

$$\begin{pmatrix} \hat{\boldsymbol{x}}^{(k+1)} \\ \hat{b}^{(k+1)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{\boldsymbol{x}}^{(k)} \\ \hat{b}^{(k)} \end{pmatrix} + \underbrace{[\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)}) \sum\nolimits_{\varepsilon}^{-1} \boldsymbol{\Phi}(\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)})^{-1}]}_{A^{(k),-1}}$$

$$\underbrace{\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)}) \sum\nolimits_{\varepsilon}^{-1} [\hat{\boldsymbol{d}} - \boldsymbol{d}(\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)}) - b^{(k)} 1_N]}_{=:g^{(k)}}$$

$$= \begin{pmatrix} \hat{\boldsymbol{x}}^{(k)} \\ \hat{b}^{(k)} \end{pmatrix} + \boldsymbol{A}^{(k),-1} g^{(k)}$$

对于好的初始值，使用 G-N 算法可以实现非常快的收敛速度且精确的估计。例如，如果被测量的 BS 非常靠近坐标原点，那么可以选取下述初始值

$$\begin{pmatrix} \hat{\boldsymbol{x}}^{(0)} \\ \hat{b}^{(0)} \end{pmatrix} = \boldsymbol{0}_3$$

另外，我们还可以选择待测 BS 的平均位置作为初始值，即 $\hat{\boldsymbol{x}}^{(0)} = 1/N \sum_{i=1}^{N} \boldsymbol{x}_i$。对于不好的初始值以及糟糕的几何布局条件，该算法会导致秩亏，并且因此对于某些 BS 和 MT 的布局，矩阵 $\boldsymbol{A}^{(k)}$ 变为不可逆矩阵。在这种情况下，该算法会变得发散。因此，接下来我们将介绍两种更加健壮性的算法。

最速下降算法

与 G-N 算法不同，最速下降算法（参见 1993 年 Kay 的论文）是基于梯度的过程，其搜索方向$\nabla_{x,b}=L(\boldsymbol{x},\ b)$ 且步长为μ，那么就有

$$\begin{pmatrix}\hat{\boldsymbol{x}}^{(k+1)}\\ \hat{b}^{(k+1)}\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)}\\ \hat{b}^{(k)}\end{pmatrix}+\mu^{(k)}\underbrace{\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)})\sum\nolimits_{\varepsilon}^{-1}[\hat{\boldsymbol{d}}-\boldsymbol{d}(\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)})-b^{(k)}\boldsymbol{1}_N]}_{=:g^{(k)}}$$

$$=\begin{pmatrix}\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)}\\ \hat{b}^{(k)}\end{pmatrix}+\mu^{(k)}g^{(k)}$$

设置步长大小最简单的方式是对所有的迭代选取一个常量$\mu^{(k)}=\mu$。或者，可以使用一种线性搜索过程为每个迭代寻找一个最佳的步长大小。最速下降算法的主要缺点是，靠近极小值时收敛速度减慢和越接近目标值，步长越小，收敛越慢。

L-M（Levenberg-Marquardt）**算法**

为了解决 G-N 算法和最速下降算法存在的问题（健壮性和收敛速度慢），一种由 Levenberg 和 Marquardt 引入的算法（参见 1944 年 Levenberg 和 1963 年 Marquardt 的论文）被应用到定位问题中（参见 2006 年 Mensing 与 Plass 的论文）。该算法基于一种由下式给出的阻尼 G-N 过程，即

$$\begin{pmatrix}\hat{\boldsymbol{x}}^{(k+1)}\\ \hat{b}^{(k+1)}\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)}\\ \hat{b}^{(k)}\end{pmatrix}+[\underbrace{\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)})\sum\nolimits_{\varepsilon}^{-1}\boldsymbol{\Phi}(\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)})}_{A^{(k)}}+\lambda^{(k)}\boldsymbol{I}_3]^{-1}$$

$$\underbrace{\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)})\sum\nolimits_{\varepsilon}^{-1}[\hat{\boldsymbol{d}}-\boldsymbol{d}(\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)})-b^{(k)}\boldsymbol{1}_N]}_{=:g^{(k)}}$$

$$=\begin{pmatrix}\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)}\\ \hat{b}^{(k)}\end{pmatrix}+(\boldsymbol{A}^{(k)}+\lambda^{(k)}\boldsymbol{I}_3)^{-1}g^{(k)}$$

与 G-N 算法相比，阻尼参数$\lambda^{(k)}$可以确保矩阵总是可逆的，从而使这种实现具有更强的健壮性。阻尼参数可通过计算效率算法计算得出，该算法基于一种次优线搜索过程（参见 2006 年 Mensing 与 Plass 的论文）。需要注意的是，当$\lambda^{(k)}=0$时，L-M 算法将变成 G-N 算法，而当$|\lambda^{(k)}|\gg 1$时，该算法则变成最速下降算法。L-M 算法能够提供快速的收敛，并且对于 G-N 算法的初始值问题，L-M 算法具有非常好的健壮性。

4.3 多点定位法

在本节中，我们将研究基于一种测量量的多点定位方法，该测量量是两个距离（MT 与 BS_i的距离以及 MT 与 BS_p的距离）差值 d_i-d_p 的函数。这种测量量的例子包括 TDOA（参见第 2.1.2 节）或到达频差（Frequency Difference of Arrival, FDOA，参见 1997 年 Ho 与 Chan 的论文）测量量。在下文中，我们只关注 TDOA

测量量，因为它已被广泛使用在无线通信系统中（参见第8章）。

4.3.1　理想测量下的多点定位法

对于理想 TDOA 测量结果，二维场景中的导航方程由下式给出［参见式(2.4)］，即

$$\Delta d_{i,p} = d_i - d_p = c(T_i - T_0) - c(T_p - T_0) = c(T_i - T_p) = c \cdot \Delta T_{i,p} \quad i \neq p, \quad i = 1, \cdots, N \tag{4.44}$$

不失一般性，我们选取 $p = 1$。如第 2.1.2 节所述，式（4.44）中的时间差消除了对系统时间 T_0的依赖性。因此，MT 的时钟不需要与系统时间同步，也就是 $T_0 \neq T_M$或等效的钟差 b（参见第 4.2.2.2 节）可以是未知的。而且，与 TOA 导航方程［参见式（4.34）、式（4.37）或式（4.38）］包含 N 个方程不同，TDOA 导航方程式（4.44）只包含 $N-1$ 个方程。二维场景中，式（4.44）的几何解是如第 2.1.2 节所述的双曲线。

4.3.1.1　多点定位方程的解析解

在下文中，我们将推导理想测量情况下的多点定位导航方程的解析解。首先，选取式（4.44）的第一个方程，求解 d_i并对等式两边加平方，得到

$$d_i^2 = (\Delta d_{i,1} + d_1)^2 = \Delta d_{i,1}^2 + 2\Delta d_{i,1} d_1 + d_1^2 \quad i = 2, \cdots, N \tag{4.45}$$

接下来，重新整理式（4.45）并除以 $\Delta d_{i,1}$，得

$$\begin{aligned} 0 &= \Delta d_{i,1}^2 + 2\Delta d_{i,1} d_1 + d_1^2 - d_i^2 \\ 0 &= \Delta d_{i,1} + 2d_1 + \frac{d_1^2 - d_i^2}{\Delta d_{i,1}} \quad i = 2, \cdots, N \end{aligned} \tag{4.46}$$

注，假设 $\Delta d_{i,1} \neq 0$。接下来，从式（4.46）中除去 $i = 2$ 的情况，得到

$$0 = \Delta d_{i,1} - \Delta d_{2,1} + \frac{d_1^2 - d_i^2}{\Delta d_{i,1}} - \frac{d_1^2 - d_2^2}{\Delta d_{2,1}} \quad i = 3, \cdots, N \tag{4.47}$$

使用式（4.36），进一步得到

$$d_1^2 - d_i^2 = 2(x_i - x_1)x + 2(y_i - y_1)y + x_1^2 + y_1^2 - x_i^2 - y_i^2 \quad i = 2, \cdots, N$$

该方程意味着假设没有钟差，即 $b = 0$。将该方程代入式（4.47），得到关于 x 和 y 的线性方程

$$\begin{aligned} 0 = {} & \Delta d_{i,1} - \Delta d_{2,1} + \frac{x_1^2 + y_1^2 - x_i^2 - y_i^2}{\Delta d_{i,1}} - \frac{x_1^2 + y_1^2 - x_2^2 - y_2^2}{\Delta d_{2,1}} \\ & + 2\left(\frac{x_i - x_1}{\Delta d_{i,1}} - \frac{x_2 - x_1}{\Delta d_{2,1}}\right)x + 2\left(\frac{y_i - y_1}{\Delta d_{i,1}} - \frac{y_2 - y_1}{\Delta d_{2,1}}\right)y \quad i = 3, \cdots, N \end{aligned}$$

令 $r_i^2 = x_i^2 + y_i^2$，使用向量矩阵表示，则该方程变为

$$2\underbrace{\begin{pmatrix} \left(\dfrac{x_3-x_1}{\Delta d_{3,1}}-\dfrac{x_2-x_1}{\Delta d_{2,1}}\right) & \left(\dfrac{y_3-y_1}{\Delta d_{3,1}}-\dfrac{y_2-y_1}{\Delta d_{2,1}}\right) \\ \left(\dfrac{x_4-x_1}{\Delta d_{4,1}}-\dfrac{x_2-x_1}{\Delta d_{2,1}}\right) & \left(\dfrac{y_4-y_1}{\Delta d_{4,1}}-\dfrac{y_2-y_1}{\Delta d_{2,1}}\right) \\ \vdots & \\ \left(\dfrac{x_N-x_1}{\Delta d_{N,1}}-\dfrac{x_2-x_1}{\Delta d_{2,1}}\right) & \left(\dfrac{y_N-y_1}{\Delta d_{N,1}}-\dfrac{y_2-y_1}{\Delta d_{2,1}}\right) \end{pmatrix}}_{=:A}\underbrace{\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix}}_{=:\theta}=\underbrace{\begin{pmatrix} \Delta d_{3,1}-\Delta d_{2,1}+\dfrac{r_1^2-r_3^2}{\Delta d_{3,1}}-\dfrac{r_1^2-r_2^2}{\Delta d_{2,1}} \\ \Delta d_{4,1}-\Delta d_{2,1}+\dfrac{r_1^2-r_4^2}{\Delta d_{4,1}}-\dfrac{r_1^2-r_2^2}{\Delta d_{2,1}} \\ \vdots \\ \Delta d_{N,1}-\Delta d_{2,1}+\dfrac{r_1^2-r_N^2}{\Delta d_{N,1}}-\dfrac{r_1^2-r_2^2}{\Delta d_{2,1}} \end{pmatrix}}_{=:B}$$

$$\boldsymbol{A\theta}=\boldsymbol{B}$$

当 $N=4$ 时，可以得到唯一解 $\boldsymbol{\theta}=\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B}$。其中，已知 A 是可逆的，即 $\det\boldsymbol{A}\neq 0$。

或者，我们也可以使用 2010 年 Figueiras 与 Frattasi 论文中提到的方法求解式（4.44）。首先，将式（4.45）重新整理为

$$(x-x_i)^2+(y-y_i)^2-(x-x_1)^2-(y-y_1)^2=\Delta d_{i,1}^2+2\Delta d_{i,1}d_1 \quad i=2,\cdots,N$$

然后，使用 $r_i^2=x_i^2+y_i^2$ 化简该方程

$$-2x(x_i-x_1)-2y(y_i-y_1)+r_2^2-r_1^2=\Delta d_{2,1}^2+2\Delta d_{2,1}d_1 \quad i=2,\cdots,N$$

接下来，我们使用向量矩阵表示法，得到关于未知量 x、y 和 d_1 的线性方程组，即

$$2\underbrace{\begin{pmatrix} x_2-x_1 & y_2-y_1 & \Delta d_{2,1} \\ x_3-x_1 & y_3-y_1 & \Delta d_{3,1} \\ \vdots & & \\ x_N-x_1 & y_N-y_1 & \Delta d_{N,1} \end{pmatrix}}_{=:A}\underbrace{\begin{pmatrix} x \\ y \\ d_1 \end{pmatrix}}_{=:\hat{\theta}}=\underbrace{\begin{pmatrix} r_2^2-\Delta d_{2,1}^2-r_1^2 \\ r_3^2-\Delta d_{3,1}^2-r_1^2 \\ \vdots \\ r_N^2-\Delta d_{N,1}^2-r_1^2 \end{pmatrix}}_{=:B}$$

$$\boldsymbol{A}\hat{\boldsymbol{\theta}}=\boldsymbol{B}$$

当 $N=4$ 时，可以得到唯一解 $\hat{\boldsymbol{\theta}}=\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B}$。其中，已知 $\boldsymbol{A}$ 是可逆的，即 $\det\boldsymbol{A}\neq 0$。

4.3.2 误差测量下的多点定位法

与第 4.2.2 节类似，一般 TDOA 测量结果会受到 AWGN 的影响。假设 TDOA 测量结果是从两个有噪声的 TOA 测量值中计算得出的，则式（4.44）变为

$$\Delta\hat{d}_{i,1}=c\Delta\hat{T}_{i,1}=c(\hat{T}_i-\hat{T}_1)=d_i-d_1+\underbrace{\varepsilon_i-\varepsilon_1}_{=:\varepsilon_{i,1}}=\Delta d_{i,1}+\Delta\varepsilon_{i,1}, \quad i=2,\cdots,N$$

需要注意的是，TDOA $\Delta\hat{d}_{i,1}$是均值为 $\Delta d_{i,1}$、方差 $\sigma_{\Delta\varepsilon_{i,1}}^2=\sigma_{\varepsilon_i}^2+\sigma_{\varepsilon_1}^2$的高斯分布。将上式改写成向量表示，即

$$\Delta\hat{d}_1=\Delta d_1-\Delta\varepsilon_1$$

式中，$\Delta\hat{d}_1=(\Delta\hat{d}_{2,1},\ \cdots,\ \Delta\hat{d}_{N,1})^{\mathrm{T}}$，$\Delta d_1=(\Delta d_{2,1},\ \cdots,\ \Delta d_{N,1})^{\mathrm{T}}$ 和 $\Delta\varepsilon_1=(\Delta\varepsilon_{2,1},\ \cdots,\ \Delta\varepsilon_{N,1})^{\mathrm{T}}$。为便于表示，后面我们省略掉参考 BS_1 的下标，即 $\Delta\hat{d}$、Δd 和 $\Delta\varepsilon$。

在下文中，我们用 $\varepsilon_{(2:N)}=(\varepsilon_2,\ \cdots,\ \varepsilon_N)^{\mathrm{T}}$ 表示 ε 的一个包含第 2，…，N 行

的子向量。对于噪声向量$\Delta\varepsilon$，我们定义的噪声相关矩阵为

$$\begin{aligned}\Sigma_{\Delta\varepsilon} &= \mathrm{E}\{\Delta\varepsilon\Delta\varepsilon^{\mathrm{T}}\} = \mathrm{E}\{(\varepsilon_{(2:N)} - \varepsilon_1 \mathbf{1}_{N-1})(\varepsilon_{(2:N)} - \varepsilon_1 \mathbf{1}_{N-1})^{\mathrm{T}}\} \\ &= \Sigma_{\varepsilon_{(2:N)}} - \mathrm{E}\{\varepsilon_{(2:N)}\varepsilon_1 \mathbf{1}_{N-1}^{\mathrm{T}}\} - \mathrm{E}\{\varepsilon_1 \mathbf{1}_{N-1}\varepsilon_{(2:N)}^{\mathrm{T}}\} + \mathrm{E}\{\varepsilon_1^2\}\mathbf{1}_{(N-1)\times(N-1)}\end{aligned} \tag{4.48}$$

式中，噪声相关矩阵$\Sigma_{\varepsilon_{(2:N)}} \in \mathbb{R}^{(N-1)\times(N-1)}$由式（4.39）定义。假设式（4.48）中的互相关项为0，即$\mathrm{E}\{\varepsilon_{(2:N)}\varepsilon_1 \mathbf{1}_{N-1}^{\mathrm{T}}\} = \mathrm{E}\{\varepsilon_1 \mathbf{1}_{N-1}\varepsilon_{(2:N)}^{\mathrm{T}}\} = \mathbf{0}_{(N-1)\times(N-1)}$，并且链路级“TOA”测量值不依赖于协方差$\sigma_{\varepsilon_1}^2$，…，$\sigma_{\varepsilon_N}^2$，则式（4.48）变为

$$\begin{aligned}\Sigma_{\Delta\varepsilon} &= \Sigma_{\varepsilon_{(2:N)}} + \mathrm{E}\{\varepsilon_1^2\}\mathbf{1}_{(N-1)\times(N-1)} \\ &= \begin{pmatrix} \sigma_{\varepsilon_1}^2 + \sigma_{\varepsilon_2}^2 & \sigma_{\varepsilon_1}^2 & \cdots & \sigma_{\varepsilon_1}^2 \\ \sigma_{\varepsilon_1}^2 & \sigma_{\varepsilon_1}^2 + \sigma_{\varepsilon_3}^2 & \cdots & \sigma_{\varepsilon_1}^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sigma_{\varepsilon_1}^2 & \sigma_{\varepsilon_1}^2 & \cdots & \sigma_{\varepsilon_1}^2 + \sigma_{\varepsilon_N}^2 \end{pmatrix}\end{aligned} \tag{4.49}$$

如第4.2.2节所述，矩阵$\Sigma_{\Delta\varepsilon}$考虑到了所有的误差，比如像噪声和剩余误差（例如，在多径消除之后产生的误差，参见本书第7.3节的内容）。

4.3.2.1　多点定位方程的数值解

与第4.2.2.3节相同，我们可以通过非线性加权最小二乘法最小化代价函数求解导航方程，其中，关于未知MT位置的代价函数为

$$L(\boldsymbol{x}) = [\Delta\hat{\boldsymbol{d}} - \Delta\boldsymbol{d}(\boldsymbol{x})]^{\mathrm{T}}\Sigma_{\Delta\varepsilon}^{-1}[\Delta\hat{\boldsymbol{d}} - \Delta\boldsymbol{d}(\boldsymbol{x})]$$

式中，$\Delta\hat{\boldsymbol{d}} \in \mathbb{R}^{N-1}$包含$N-1$个TDOA测量值，$\Delta\boldsymbol{d}(\boldsymbol{x})$为理想的、真实的TDOA。与之前一样，一种适用于MT位置估计的算法为

$$\hat{\boldsymbol{x}} = \underset{\boldsymbol{x}}{\operatorname{argmin}} L(\boldsymbol{x})$$

通常，对于非线性二维或三维问题没有解析解。所以，我们需要使用迭代算法。

G-N算法

与求解三边测量导航方程一样，我们可以使用G-N算法（参见1976年Foy的论文）求解多点定位导航方程。在这种情况下，线性步长由下式给出

$$\Delta\boldsymbol{d}(\boldsymbol{x}) \approx \Delta\boldsymbol{d}(\boldsymbol{x}^{(0)}) + \boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{x})\mid_{\boldsymbol{x}=\boldsymbol{x}^{(0)}}(\boldsymbol{x} - \boldsymbol{x}^{(0)})$$

式中，$(N-1)\times 2$雅可比矩阵项为

$$\boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{x}) = \nabla_{\boldsymbol{x}}^{\mathrm{T}} \otimes \Delta\boldsymbol{d}(\boldsymbol{x}) = \begin{pmatrix} \dfrac{x - x_2}{d_2} - \dfrac{x - x_1}{d_1} & \dfrac{y - y_2}{d_2} - \dfrac{y - y_1}{d_1} \\ \dfrac{x - x_3}{d_3} - \dfrac{x - x_1}{d_1} & \dfrac{y - y_3}{d_3} - \dfrac{y - y_1}{d_1} \\ \vdots & \vdots \\ \dfrac{x - x_N}{d_N} - \dfrac{x - x_1}{d_1} & \dfrac{y - y_N}{d_N} - \dfrac{y - y_1}{d_1} \end{pmatrix}$$

式中，$\nabla_x=\left(\frac{\partial}{\partial x},\ \frac{\partial}{\partial y}\right)^{\mathrm{T}}$。与第 4.2.2.3 节类似，应用线性最小二乘法，得到迭代 G-N 算法为

$$\begin{aligned}\hat{\boldsymbol{x}}^{(k+1)} &= \hat{\boldsymbol{x}}^{(k)} + \underbrace{\left[\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)})\sum\nolimits_{\Delta\varepsilon}^{-1}\boldsymbol{\Phi}(\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)})^{-1}\right]}_{\boldsymbol{A}_{\mathrm{TDOA}}^{(k),-1}}\underbrace{\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)})\sum\nolimits_{\Delta\varepsilon}^{-1}\left[\Delta\hat{\boldsymbol{d}}-\Delta\boldsymbol{d}(\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)})\right]}_{=:\boldsymbol{g}_{\mathrm{TDOA}}^{(k)}}\\ &= \hat{\boldsymbol{x}}^{(k)} + \boldsymbol{A}_{\mathrm{TDOA}}^{(k),-1}\boldsymbol{g}_{\mathrm{TDOA}}^{(k)}\end{aligned}$$

需要注意的是，与 TOA 的噪声相关矩阵［参见式（4.39）和式（4.40）］相比，该式中 TDOA 的噪声相关矩阵 $\sum_{\Delta\varepsilon}$ 总是包含非 0 的非对角项［参见式（4.48）和式（4.49）］。因此，对于糟糕的几何布局条件或不好的初值时，矩阵 $\boldsymbol{A}_{\mathrm{TDOA}}^{(k)}$ 就会变成奇异矩阵。然后，由于这样的病态矩阵 $\boldsymbol{A}_{\mathrm{TDOA}}^{(k)}$，G-N 算法就会出现收敛问题。对于这些场景，TDOA 测量的双曲性质则需要使用更为健壮的方法，下面我们将介绍两种这样的算法。

最速下降算法

与 G-N 算法不同，基于梯度的最速下降算法使用的搜索方向为 $\nabla_x=L(\boldsymbol{x})$ 且步长大小为 $\boldsymbol{\mu}$，那么就有

$$\begin{aligned}\hat{\boldsymbol{x}}^{(k+1)} &= \hat{\boldsymbol{x}}^{(k)} + \boldsymbol{\mu}^{(k)}\underbrace{\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)})\sum\nolimits_{\Delta\varepsilon}^{-1}\left[\Delta\hat{\boldsymbol{d}}-\Delta\boldsymbol{d}(\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)})\right]}_{=:\boldsymbol{g}_{\mathrm{TDOA}}^{(k)}}\\ &= \hat{\boldsymbol{x}}^{(k)} + \boldsymbol{\mu}^{(k)}\boldsymbol{g}_{\mathrm{TDOA}}^{(k)}\end{aligned}$$

对于所有的迭代或一个线搜索过程，步长大小既可以选取为常量 $\boldsymbol{\mu}^{(k)}=\boldsymbol{\mu}$，也可以针对每一次迭代寻找一个最佳的步长值。与第 4.2.2.3 节一样，最速下降算法的主要缺点是靠近极小值时收敛速度减慢和越接近目标值时，步长越小，收敛越慢。

L-M 算法

为了克服 G-N 算法和最速下降算法存在的问题（健壮性和慢收敛），可在基于 TDOA 的定位问题中应用 L-M 算法（参见 2006 年 Mensing 与 Plass 的论文），即

$$\begin{aligned}\hat{\boldsymbol{x}}^{(k+1)} &= \hat{\boldsymbol{x}}^{(k)} + (\underbrace{\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)})\sum\nolimits_{\Delta\varepsilon}^{-1}\boldsymbol{\Phi}(\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)})}_{\boldsymbol{A}_{\mathrm{TDOA}}^{(k)}} + \lambda^{(k)}\boldsymbol{I}_2)^{-1}\cdot\\ &\quad\underbrace{\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)})\sum\nolimits_{\Delta\varepsilon}^{-1}\left[\Delta\hat{\boldsymbol{d}}-\Delta\boldsymbol{d}(\hat{\boldsymbol{x}}^{(k)})\right]}_{=:\boldsymbol{g}_{\mathrm{TDOA}}^{(k)}}\\ &= \hat{\boldsymbol{x}}^{(k)} + (\boldsymbol{A}_{\mathrm{TDOA}}^{(k)} + \lambda^{(k)}\boldsymbol{I}_2) - 1\boldsymbol{g}_{\mathrm{TDOA}}^{(k)}\end{aligned}$$

与第 4.2.2.3 节中的 TOA 类似，相比于 G-N 算法，阻尼参数 $\lambda^{(k)}$ 可以确保矩阵总是可逆的，从而使这种实现具有更强的健壮性。

4.4 指纹定位法

在第 2.3 节中，我们引入了指纹定位方法。在无线定位中，我们定义了一个指

纹用来代表一组可测量的信号特征，这些特征依赖于传输和接收信号的位置。因此，前面讨论的AOA、AOAD、RSS、TOA和TDOA测量项都可以作为无线指纹。通常，指纹也包括那些位置相关项与MT位置之间的关系无法使用明确的函数表示的测量项。因此，指纹定位法通常需要建立一个数据库，用来包含指纹信息，也就是环境中每个位置上的一组信号特征。该数据库通常是在“离线”阶段创建的。在联机阶段指纹定位算法会将测量得到的指纹值与指纹数据库内的指纹信息进行对比，以确定最佳匹配条目，并由此得到对应的MT位置。因此，指纹数据库可以看作是前面介绍的导航方程的一种推广。

目前，存在很多用于指纹定位的算法（参见2007年Liu等人的一篇论文），可将它们归纳为几类，即概率算法、*k*-最近邻算法、神经网络算法、支持向量机或最小M-vertex多边形算法。

概率算法为数据库内每个测量以及实际测量所得的指纹确定一个对应于特定位置的概率。然后，算法选择带有最高概率的位置。

k-最近邻算法使用在线测量的指纹，并用其从数据库中确定*k*个最为匹配的指纹。从这些指纹中，算法随后估计出一个平均位置。

神经网络算法在离线阶段通过得到的适当权重学习指纹与所测位置之间的隐含关系。在联机阶段，将这些权重应用到所测量的指纹上，以此估计MT的位置。

关于指纹算法的详细信息，感兴趣的读者请参阅2007年Liu等人的论文以及其中引用的参考文献。

4.5 性能边界及评估标准

本节将介绍一些性能边界及评估标准，从而对前面提出的定位算法的精度进行评估。具体来说，我们主要考虑的内容包括定位方均根误差（Root Mean Square Error，RMSE）、累积分布函数（Cumulative Distribution Function，CDF）、定位误差的圆概率误差（Circular Error Probability，CEP）、定位CRLB、精度因子（Dilution of Precision，DOP）以及复杂度。

4.5.1 方均根误差

位置估计量$\hat{\boldsymbol{x}}$的方均根误差（Root Mean Square Error，RMSE）定义如下

$$\varepsilon_{\text{RMSE}} = \sqrt{\mathrm{E}\{\|\boldsymbol{x}-\hat{\boldsymbol{x}}\|_2^2\}}$$

需要注意的是，RMSE同时考虑了估计量的方差和偏差，即$\varepsilon_{\text{RMSE}}^2 = \mathbf{VAR}\{\hat{\boldsymbol{x}}\} + \|\mathbf{Bias}(\hat{\boldsymbol{x}})\|_2^2$，式中，$\mathbf{VAR}\{\hat{\boldsymbol{x}}\} = \mathrm{E}\{\|\hat{\boldsymbol{x}} - \mathrm{E}\{\hat{\boldsymbol{x}}\}\|_2^2\}$和$\mathbf{Bias}(\hat{\boldsymbol{x}}) = \mathrm{E}\{\hat{\boldsymbol{x}}\} - \boldsymbol{x}$。

因此，通过RMSE我们既可以比较有偏估计量，还可以比较无偏估计量。

4.5.2 累积分布函数

通常，使用累积分布函数（Cumulative Distribution Function，CDF）对中断概率进行分析，也就是说，在多大概率时，定位算法将无法获得特定的精度。定位误差（单位：m）的CDF定义为，二维定位误差的绝对值小于给定“误差”值的概率，即

$$\mathrm{CDF}(\mathrm{error})=P(\|\boldsymbol{x}-\hat{\boldsymbol{x}}\|_2\leqslant\mathrm{error})$$

CDF通常是从多个MT位置和噪声实现上得到的，例如，可参见第5.3节。

4.5.3 圆概率误差

圆概率误差（Circular Error Probability，CEP）定义为测量值落入一个半径为r的圆内的概率（参见2005年Gustafsson与Gunnarsson的论文），即

$$\mathrm{CEP}_P(r)=P(\|\boldsymbol{x}-\hat{\boldsymbol{x}}\|_2\leqslant r)=p$$

典型的CEP为$p=67\%$和$p=95\%$。

4.5.4 定位克拉美罗下限

无偏位置估计量的CRLB定义为一种位置估计算法方差的性能下限（参见1993年Kay的论文）。我们把估计量$\hat{\boldsymbol{\theta}}$的协方差矩阵定义为

$$\mathbf{COV}\{\hat{\boldsymbol{\theta}}\}:=\mathbf{E}_{y\mid\theta}\{(\hat{\boldsymbol{\theta}}-\mathbf{E}_{y\mid\theta}\{\hat{\boldsymbol{\theta}}\})(\hat{\boldsymbol{\theta}}-\mathbf{E}_{y\mid\theta}\{\hat{\boldsymbol{\theta}}\})^{\mathrm{T}}\}$$

参数向量$\boldsymbol{\theta}\in\mathbb{R}^M$包含未知的参数，例如二维定位中的$x$坐标和$y$坐标和三维定位中的$z$坐标，以及其他的未知参数，像MT的朝向$\varphi$和$\boldsymbol{\theta}$（参见第4.1.1.2节和第4.1.1.3节）或钟差b（参见第4.2.2.2节）。对于在给定参数向量$\boldsymbol{\theta}$情况下，有误差的测量向量$\boldsymbol{y}\in\mathbb{R}^N$时，将费雪信息矩阵（Fisher Information Matrix，FIM）定义为

$$\boldsymbol{J}_{\mathrm{FIM}}=\mathbf{E}_{y\mid\theta}\{[\nabla_{\boldsymbol{\theta}}\ln p(\boldsymbol{y}\mid\boldsymbol{\theta})][\nabla_{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}}\ln p(\boldsymbol{y}\mid\boldsymbol{\theta})]\}=-\mathbf{E}_{y\mid\theta}\{(\nabla_{\boldsymbol{\theta}}\otimes\nabla_{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}})\ln p(\boldsymbol{y}\mid\boldsymbol{\theta})\} \tag{4.50}$$

然后，得到位置估计量$\hat{\boldsymbol{x}}=g(\boldsymbol{\theta})$的协方差矩阵下限为

$$\mathbf{COV}\{\hat{\boldsymbol{x}}\}\geqslant[\nabla_{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}}\otimes \mathrm{g}(\boldsymbol{\theta})]J^{-1}(\boldsymbol{\theta})[\nabla_{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}}\otimes g(\boldsymbol{\theta})] \tag{4.51}$$

需要注意的是，上式中“$\geqslant$”不意味着左边矩阵中每个元素都大于或等于右边矩阵中的每个元素，而是两个矩阵的差是半正定的（参见1993年Kay的论文），即

$$\boldsymbol{a}^{\mathrm{T}}\{\mathbf{COV}\{\hat{\boldsymbol{x}}\}-[\nabla_{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}}\otimes g(\boldsymbol{\theta})]J^{-1}(\boldsymbol{\theta})[\nabla_{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}}\otimes g(\boldsymbol{\theta})]\}\boldsymbol{a}\geqslant 0 \quad \forall\boldsymbol{a}\in\mathbb{R}^M$$

如果$\boldsymbol{x}=\boldsymbol{\theta}$且$g(\boldsymbol{\theta})$是一个无偏估计量，例如，$\mathbf{E}\{g(\boldsymbol{\theta})\}=\boldsymbol{\theta}$，那么式（4.51）中的雅可比矩阵变为

$$[\nabla_{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}}\otimes \mathrm{g}(\boldsymbol{\theta})]=\boldsymbol{I}_{M\times M}$$

对于一个有偏估计量$g(\boldsymbol{\theta})$，雅可比矩阵变为

$$[\nabla_{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}} \otimes g(\boldsymbol{\theta})] = \boldsymbol{I}_{M \times M} + \nabla_{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}} \otimes \mathbf{Bias}(\boldsymbol{\theta})$$

在很多情况下，我们假设测量向量 $\boldsymbol{y}$ 是一个均值为 $\boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})$，协方差为 $\Sigma(\boldsymbol{\theta})$ 的高斯分布，即 $\boldsymbol{y} \sim N(\boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta}), \Sigma(\boldsymbol{\theta}))$。那么，式（4.50）可以化简为（参见1993年 Kay 的论文）

$$\boldsymbol{J}_{\mathrm{FIM}} = [\nabla_{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}} \otimes \boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})]^{\mathrm{T}} \Sigma(\boldsymbol{\theta})^{-1} [\nabla_{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}} \otimes \boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})] + \frac{1}{2}\mathrm{trace}[\boldsymbol{D}(\boldsymbol{\theta})]$$

式中，令 $(\boldsymbol{D}(\boldsymbol{\theta}))_{ij} = \Sigma(\boldsymbol{\theta})^{-1}\frac{\partial \Sigma(\boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta}_i}\Sigma(\boldsymbol{\theta})^{-1}\frac{\partial \Sigma(\boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta}_j}$。

如果协方差矩阵不是 $\boldsymbol{\theta}$ 的函数，则 $\boldsymbol{D}(\boldsymbol{\theta})$ 为0。令 $\boldsymbol{x} = \boldsymbol{\theta}$ 和 $\boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{x}) = \nabla_{\boldsymbol{\theta}}^{\mathrm{T}} \otimes \boldsymbol{\mu}(\boldsymbol{\theta})$，可以设置位置估计量的方差下限为

$$\mathbf{VAR}\{\hat{\boldsymbol{x}}\} \geqslant \mathrm{CRLB}(\boldsymbol{x}) = \sqrt{\mathrm{trace}[\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}) \sum{}^{-1} \boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{x})]^{-1}} \tag{4.52}$$

式中，$\boldsymbol{x}$、$\boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{x})$ 和 Σ 分别表示 M 维位置向量、测量模型的 $N \times M$ 雅可比矩阵（该矩阵考虑了 BS 和 MT 的几何结构）和测量值的 $N \times M$ 噪声协方差矩阵。因此，CRLB 考虑了目标场景的几何结构、测量精度和测量依赖关系。

图4.7展示了不带钟差和带钟差三边测量法（TOA）、多点定位法（TDOA）以及三角测量法（AOA）的定位 CRLB。根据式（4.52），我们计算 $\sigma_{\varepsilon_i}^2 = 1\mathrm{m}$ 和 $\sigma_{\varepsilon_i}^2 = 0.01°$ 的 TOA 和 AOA 测量的 CRLB。对于三角测量法，我们根据式（4.6）、式（4.7）和式（4.9）分析未知 MT 朝向的下行 AOA 方法。估计位置的最大标绘方差为3m。对比这些方法，很明显在该场景中，基于 TOA 且无钟差的三边测量法可以提供最好的精度。有钟差 TOA 和 TDOA 只有在三个 BS 构成的三角形内才能提供较好的精度。需要注意的是，TOA 和 TDOA 的 CRLB 是相同的，这与2006年 Urruela 等人的论文中的内容是一致的，尽管图中灰色阴影不是完全相同，这主要是由于一些 TDOA x 轴上的数值影响。要想使用三角测量法获得与 TDOA 类似的性能，需要让 $\sigma_{\varepsilon_i}^2 = 0.01°$。与有钟差 TOA 和 TDOA 类似，未知 MT 朝向且分别使用式（4.6）和式（4.7）中的非线性反正切函数的下行 AOA（见图4.7d）和 AOAD（见图4.7e）的 CRLB 是相同的。相反，由于使用了不同的非线性函数，所以未知 MT 朝向且使用式（4.9）中的反余弦函数的下行 AOAD（见图4.7f）具有不同的 CRLB。

4.5.5 精度因子

精度因子（Dilution of Precision，DOP）与 CRLB 密切相关。通过 DOP，可以描述出在整个定位性能上定位场景的几何影响。对于具有未知 MT 钟差的三边测量法，矩阵

$$\boldsymbol{\Xi}=(\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x})\boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{x}))^{-1}=\begin{pmatrix}\mathrm{EDOP}^2 & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \mathrm{NDOP}^2 & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \mathrm{VDOP}^2 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \mathrm{TDOP}^2\end{pmatrix}$$

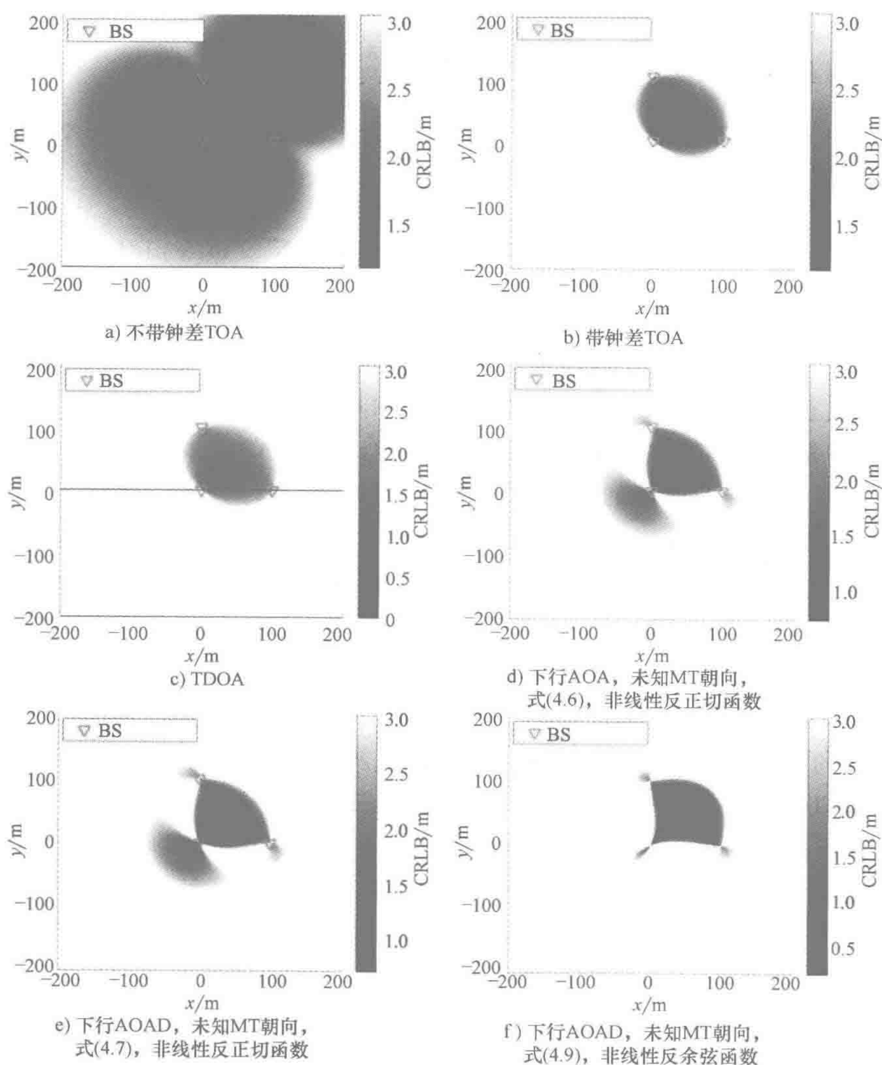


图 4.7　例 4.1.1 的几何结构中不同定位方法与测量类型下的定位 CRLB[⊖]

⊖ 对于 TOA 测量，$\sigma_{\varepsilon_i}^2=1\mathrm{m}$，而对于 AOA 测量，$\sigma_{\varepsilon_i}^2=0.01°$。

可以被分成几个不同的 DOP 部分：EDOP（East DOP，东部方向 DOP）、NDOP（North DOP，北部方向 DOP）、VDOP（Vertical DOP，垂直方向 DOP）和 TDOP（Time DOP，时间 DOP）。因此，PDOP（Position DOP，位置 DOP）被定义为

$$\text{PDOP} = \sqrt{\text{EDOP}^2 + \text{NDOP}^2 + \text{VDOP}^2}$$

并且，总 DOP 或 GDOP（Geometric DOP，几何 DOP）被定义为

$$\text{DOP} = \text{GDOP} = \sqrt{\text{PDOP}^2 + \text{TDOP}^2} = \sqrt{\text{trace}(\Xi)}$$

如果假设所有链路上的测量精度相同，使用 DOP 分析可以帮助用来估计预期的 RMSE。DOP 依赖于当前场景的几何特征。例如，图 4.8 比较了例 4.1.1 的几何结

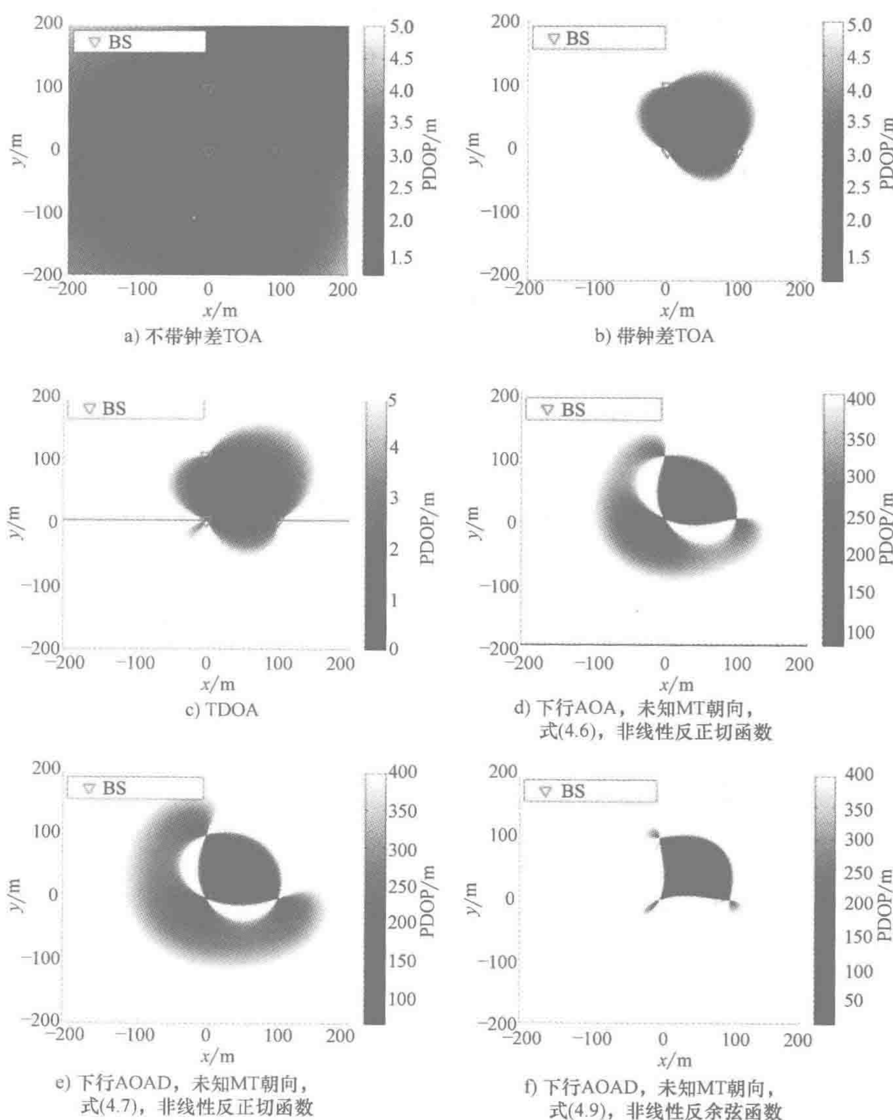


图 4.8　对于例 4.1.1 的几何结构，不同定位方法与测量类型的 PDOP

构中不同定位方法与测量类型的 PDOP 结果。与图 4.7 中的 CRLB 类似，无钟差 TOA 的三边测量法的性能最好。在 PDOP 方面，图 4.8 中 TDOA 的性能比有钟差 TOA 的性能要好，这与 CRLB 中的情况相反。由于图 4.7 中每个 TDOA 都有一个比较高的方差［这是由于两个 TOA 相减，参见式（4.40）和式（4.49）］，因此 TDOA 的 PDOP 也一定有一个比 TOA 的 PDOP 更高的精度，所以使得相应的基于 TDOA 的多点定位法与基于 TOA 且有钟差的三边定位法具有相同的 CRLB（参见 2006 年 Urruela 等人的论文）。三角测量法的 PDOP（见图 4.8f）比三边测量法或多点定位法的 PDOP（见图 4.8c）大两个数量级。与有钟差的 TDOA 和 TOA 类似，未知 MT 朝向且使用非线性反正切函数［参见式（4.7）］的下行 AOAD 三角测量法要优于下行 AOA 的三角测量法［参见式（4.6）］。

4.5.6 复杂度

另一种分析不同的位置估计方法性能的方式是比较它们的复杂度。大部分情况下，这通常意味着分析目标方法的计算复杂度。但是，它还可以包括硬件复杂度（例如，与基于 RSS、基于 TOA 或基于 TDOA 定位方法使用的单一全向天线相对的基于 AOA 定位方法的天线阵列）或者在指纹定位法的离线校准阶段中引入的额外的复杂度和工作。

第5章 位置跟踪

上一章提出的方法考虑的是一种位置估计的静态解决方案。它假设 MT 在估计的过程中没有移动，因此，MT 位置被视为一个确定性的参数。现实中，MT 的位置通常是与时间相关的。例如，一个行人或移动的车辆，位置有关的某些信息可以使用过去估计和适当移动的历史或移动模型得到。这包括对 MT 移动设定一些限制。例如，行人不能在有限的时间内从一个位置“跳”到另一个位置，或者车辆一般只能“平缓”地改变它们的方向。此行为可用做位置跟踪算法的辅助信息。

为了推导出这些算法（读者还可以参考 2002 年 Arulampalam 等人的论文、2010 年 Krach 的论文、2013 年 Mensing 的论文以及 2004 年 Ristic 等人的论文），我们假设将时间轴划分为时间离散的间隔。而且，我们还假设了一个因果系统，即未来的状态（例如，位置和速度）不能影响当前和过去的估计。不过，由于过去的状态可以影响当前和未来的估计，这一属性需要被体现在所选的模型中。在位置跟踪算法中，常用的模型是一阶隐马尔可夫模型（First Order Hidden Markov Model）。

图 5.1 描述了这样的一个马尔可夫模型，未知状态 $\boldsymbol{s}_k \in \mathbb{R}^{N_S}$需要在每一个时间步骤 $k \in \mathbb{N}$ 中被估计。由于这些状态不能明显地从获得的测量值和或观察结果上体现，因此，这是一种隐马尔可夫模型。除了模型参数之外，估计过程还需要在每个时间步骤 k 上考虑测量值 $\boldsymbol{y}_k \in \mathbb{R}^{N_y}$。从图 5.1 可见，测量值 $\boldsymbol{y}_k$ 只取决于当前时间步骤上的状态向量 $\boldsymbol{s}_k$。这种依赖关系定义为

$$\boldsymbol{y}_k = \boldsymbol{g}_k(\boldsymbol{s}_k, \boldsymbol{n}_k) \tag{5.1}$$

函数 $\boldsymbol{g}_k$：$\mathbb{R}^{N_S} \times \mathbb{R}^{N_n} \to \mathbb{R}^{N_y}$

可能是状态 $\boldsymbol{s}_k$ 和测量噪声 $\boldsymbol{n}_k \in \mathbb{R}^{N_n}$的非线性函数（参见 2002 年 Arulampalam

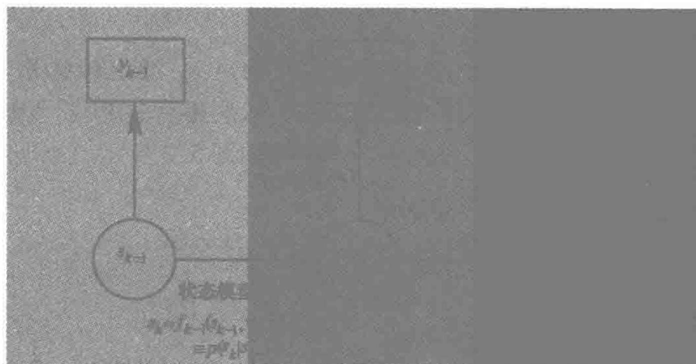


图 5.1　一阶隐马尔可夫模型

等人的论文)。测量噪声 $\boldsymbol{n}_k$ 的属性定义了测量的不确定性。该测量模型的另一个等价表示方法是基于已知状态测量值的条件概率密度函数（PDF），即 $p(\boldsymbol{y}_k|\boldsymbol{s}_k)$。

该状态模型定义了之前状态 $\boldsymbol{s}_{k-1}$ 与当前状态 $\boldsymbol{s}_k$ 之间的关系，即

$$\boldsymbol{s}_k = f_{k-1}(\boldsymbol{s}_{k-1}, \boldsymbol{\nu}_{k-1}) \tag{5.2}$$

式中，函数 f_{k-1}：$\mathbb{R}^{N_s} \times \mathbb{R}^{N_\nu} \rightarrow \mathbb{R}^{N_s}$ 可能是状态 $\boldsymbol{s}_{k-1}$ 和状态过程噪声 $\boldsymbol{\nu}_{k-1} \in \mathbb{R}^{N_\nu}$ 上的非线性函数。状态过程噪声 $\boldsymbol{\nu}_{k-1}$ 的属性定义了状态变化的随机性。该状态模型的另一种等价表示方法是基于条件概率密度函数 $p(\boldsymbol{s}_k|\boldsymbol{s}_{k-1})$ 表示的。在定位部分，状态向量可以包含 MT 的位置信息或它的速度信息。相应的状态模型则包含有 MT 的移动性或运动信息。因此，通常将其表示成一种移动性模型。

根据贝叶斯方法（例如可参见 2002 年 Arulampalam 等人的论文、1993 年 Kay 的论文和 2004 年 Ristic 等人的论文），当前状态的 PDF 估计需要考虑所有之前的和当前的测量值，也就是需要建立 $p(\boldsymbol{s}_k|\boldsymbol{y}_1, \boldsymbol{y}_2, \cdots, \boldsymbol{y}_k)$ 的 PDF。这可以通过假设状态 $\boldsymbol{s}_0$ 的先验分布是已知的来递归实现。

贝叶斯估计的第一步：使用状态模型获得时间步骤 k 上状态的先验 PDF，即

$$p(\boldsymbol{s}_k|\boldsymbol{y}_1, \boldsymbol{y}_2, \cdots, \boldsymbol{y}_{k-1}) = \int p(\boldsymbol{s}_k|\boldsymbol{s}_{k-1}) p(\boldsymbol{s}_{k-1}|\boldsymbol{y}_1, \boldsymbol{y}_2, \cdots, \boldsymbol{y}_{k-1}) \mathrm{d}\boldsymbol{s}_{k-1} \tag{5.3}$$

PDF$p(\boldsymbol{s}_k|\boldsymbol{s}_{k-1})$ 由状态公式和已知的状态噪声 $\boldsymbol{\nu}_{k-1}$ 的统计结果定义。由于新状态是根据预测旧的状态估计得出的，因此该步骤被表示作为预测步骤。在此阶段，还没有用到当前的测量值。

第二步：在时间步骤 k 上，测量值 $\boldsymbol{y}_k$ 成为已知项。可以使用这些测量值根据贝叶斯规则对先验 PDF 进行更新，得到一个归一化的似然函数 $p(\boldsymbol{y}_k|\boldsymbol{s}_k)$ 和先验 PDF，即

$$p(\boldsymbol{s}_k|\boldsymbol{y}_1, \boldsymbol{y}_2, \cdots, \boldsymbol{y}_k) = \frac{p(\boldsymbol{y}_k|\boldsymbol{s}_k) p(\boldsymbol{s}_k|\boldsymbol{y}_1, \boldsymbol{y}_2, \cdots, \boldsymbol{y}_{k-1})}{p(\boldsymbol{y}_k|\boldsymbol{y}_1, \boldsymbol{y}_2, \cdots, \boldsymbol{y}_{k-1})} \tag{5.4}$$

式中，归一化常量表示为

$$p(\boldsymbol{y}_k|\boldsymbol{y}_1, \boldsymbol{y}_2, \cdots, \boldsymbol{y}_{k-1}) = \int p(\boldsymbol{y}_k | \boldsymbol{s}_k) p(\boldsymbol{s}_k|\boldsymbol{y}_1, \boldsymbol{y}_2, \cdots, \boldsymbol{y}_{k-1}) \mathrm{d}\boldsymbol{y}_k$$

因此，后验 PDF 可以由测量模型和已知的测量噪声 $\boldsymbol{n}_k$ 的统计结果计算得出。由于，时间步骤 k 上的测量值用于修改先验 PDF，以获得后验 PDF，因此可将该步骤称为更新步骤。递归贝叶斯估计的全部原理描述如图 5.2 所示（参见 2008 年 Krach 等人的论文）。

第三步：使用 MAP 估计方案得到后验 PDF 的最大值

$$\hat{\boldsymbol{s}}_{\mathrm{MAP},k} = \underset{\boldsymbol{s}_k}{\arg\max}\, p(\boldsymbol{s}_k|\boldsymbol{y}_1, \boldsymbol{y}_2, \cdots, \boldsymbol{y}_k)$$

相反，使用最小方均误差（Minimum Mean Square Error，MMSE）估计计算 PDF 期望，即

$$\hat{\boldsymbol{s}}_{\mathrm{MMSE},k} = \int \boldsymbol{s}_k p(\boldsymbol{s}_k | \boldsymbol{y}_1, \boldsymbol{y}_2, \cdots, \boldsymbol{y}_k) \mathrm{d}\boldsymbol{s}_k$$

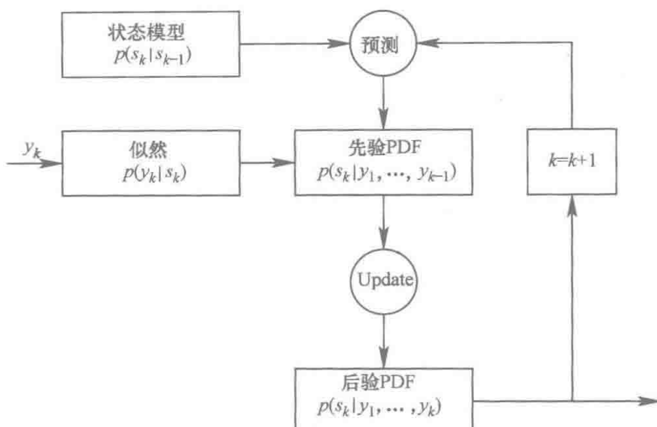


图 5.2　递归贝叶斯估计

对于高斯噪声分布，两种估计方法得到的结果相同。

通常贝叶斯估计中的积分没有闭合形式的解（参见 2002 年 Arulampalam 等人的论文）。一种处理这些积分的选择是对该模型进行特定的假设或近似：卡尔曼滤波算法假定线性模型和高斯噪声分布。第 5.1 节对该内容进行了详细的介绍。扩展卡尔曼滤波使用一种线性步长逼近非线性模型，详细内容介绍见第 5.2 节。另一种处理这些积分的选择是使用粒子滤波，详见第 5.3 节。所有的滤波算法最终将使用位置跟踪应用进行验证。最后，本章第 5.4 节介绍了进一步改进的跟踪方法。

5.1　卡尔曼滤波

卡尔曼滤波（Kalman Filter，KF 参见 1960 年 Kalman 论文和 1993 年 Kay 的论文）是贝叶斯滤波中最常用的一个实现。它是维纳滤波的推广普及版，其中它对信号和噪声必须是固定的限制已经不再是必要的。它是一种嵌入在噪声中的信号的贝叶斯序列 MMSE 估计，其中信号的特征由一种系统模型决定，也就是前面描述的一阶隐马尔可夫模型。卡尔曼滤波主要的优势之一是在高斯过程的均值和协方差上实现纯矩阵和向量计算中的计算效率。

为了达到最佳性能，需要对式（5.2）中的系统模型和式（5.1）中的测量模型设定一些假设。系统过程噪声 $\boldsymbol{\nu}_k \sim N(\boldsymbol{0}_{N_s}, \boldsymbol{Q}_k)$ 和测量噪声 $\boldsymbol{n}_k \sim N(\boldsymbol{0}_{N_y}, \boldsymbol{C}_k)$ 应当是均值为 0、协方差已知的高斯分布。此外，函数 $f_{k-1}(\boldsymbol{s}_{k-1}, \boldsymbol{\nu}_{k-1})$ 应当是一个已知的 $\boldsymbol{s}_{k-1}$ 和 $\boldsymbol{\nu}_{k-1}$ 的线性函数，函数 $g_k(\boldsymbol{s}_k, \boldsymbol{n}_k)$ 应当是一个已知的 $\boldsymbol{s}_k$ 和 $\boldsymbol{n}_k$ 的线性函数。如果这些要求满足了，那么卡尔曼滤波就是最佳的 MMSE 估计。如果这些假设不能满足，那么它仍然是最佳的线性 MMSE 估计。

如果这些假设满足，可将式（5.2）和式（5.1）重写为 $\boldsymbol{s}_k=\boldsymbol{A}_{k-1}\boldsymbol{s}_{k-1}+\boldsymbol{v}_{k-1}$ 和 $\boldsymbol{y}_k=\boldsymbol{H}_k\boldsymbol{s}_k+\boldsymbol{n}_k$。矩阵 $\boldsymbol{A}_k\in\mathbb{R}^{N_s\times N_s}$表示状态矩阵，并且包含了 k 时刻和 $k-1$ 时刻状态间的线性依赖关系。测量矩阵 $\boldsymbol{H}_k\in\mathbb{R}^{N_y\times N_s}$体现了时刻 k 上的测量值和状态之间的线性关系。通常，所有的矩阵都是时变的。例如，在定位应用中，它可以体现出移动模型随着时间的变化，最佳滤波方程可写成下面将要介绍的形式。

由于所有的 PDF（包括先验、后验和似然函数）都是高斯函数，因此可以用均值和协方差表示它们。这样，可以用矩阵向量表示法对其进行简化表示。在之前介绍的贝叶斯估计的第一步（预测步骤），当前时间点状态的计算需要考虑之前时间点状态和由 $\boldsymbol{A}_k$ 给出的状态矩阵知识。然后，预测之后的状态估计表示为

$$\hat{\boldsymbol{s}}_{k|k-1}=\boldsymbol{A}_{k-1}\hat{\boldsymbol{s}}_{k-1|k-1}$$

式中，涉及之前时间点的估计结果 $\hat{\boldsymbol{s}}_{k-1|k-1}$。此外，在预测步骤之后，相应的 MMSE 或协方差计算表示为

$$\boldsymbol{M}_{k|k-1}=\boldsymbol{A}_{k-1}\boldsymbol{M}_{k-1|k-1}\boldsymbol{A}_{k-1}^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{Q}_k$$

式中，$\boldsymbol{M}_{k-1|k-1}$是之前时间点 MMSE 矩阵。从贝叶斯 PDF 的角度来看，根据

$$p(\boldsymbol{s}_k|\boldsymbol{y}_1,\ \boldsymbol{y}_2,\ \cdots,\ \boldsymbol{y}_{k-1})\sim N(\hat{\boldsymbol{s}}_{k|k-1},\ \boldsymbol{M}_{k|k-1})$$

可以将先验 PDF 表示成一个高斯分布。

卡尔曼增益矩阵在预测估计结果（已经计算过的）和当前测量值之间包含一个权重，表示为

$$\boldsymbol{K}_k=\boldsymbol{M}_{k|k-1}\boldsymbol{H}_k^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{C}_k+\boldsymbol{H}_k\boldsymbol{M}_{k|k-1}\boldsymbol{H}_k^{\mathrm{T}})^{-1}$$

最后，在修正步骤中，将预测估计结果同使用卡尔曼增益矩阵加权了的当前测量值进行合并，产生状态向量的最终估计为

$$\hat{\boldsymbol{s}}_{k|k}=\hat{\boldsymbol{s}}_{k|k-1}+\boldsymbol{K}_k(\boldsymbol{y}_k-\boldsymbol{H}_k\hat{\boldsymbol{s}}_{k|k-1})$$

修正步骤之后，相应的 MMSE 或协方差矩阵获得如下

$$\boldsymbol{M}_{k|k}=(\boldsymbol{I}_{N_s}-\boldsymbol{K}_k\boldsymbol{H}_k)\boldsymbol{M}_{k|k-1}$$

根据

$$p(\boldsymbol{s}_k|\boldsymbol{y}_1,\ \boldsymbol{y}_2,\ \cdots,\ \boldsymbol{y}_k)\sim N(\hat{\boldsymbol{s}}_{k|k},\ \boldsymbol{M}_{k|k})$$

将产生的后验 PDF 重写成高斯分布。

使用通过初始状态的先验分布确定的 $\boldsymbol{s}_{0|0}$和 $\boldsymbol{M}_{0|0}$对卡尔曼滤波进行初始化。可以看到，MMSE 矩阵可以独立于状态估计进行计算。而且，它只取决于模型参数，而不依赖于实际测量值。因此，它可以提前计算或离线计算，并无须处理测量结果随时为状态估计提供期望精度。

下面，我们将在位置跟踪应用场景中，讨论卡尔曼滤波。对于这种情况，我们假设有待估计的状态向量包含位置和速度，即 $\boldsymbol{s}_k=[\boldsymbol{x}_k,\ \boldsymbol{y}_k,\ \boldsymbol{v}_{x,k},\ \boldsymbol{v}_{y,k}]^{\mathrm{T}}$。

出于简化考虑，我们将这一讨论限制在二维情况下，作为对三维情况的简单扩展。对于移动模型，我们选择了一个非常简单的模型对应随机游走原则。由此，得出的系统矩阵为

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & T & 0 \\ 0 & 1 & 0 & T \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

抽样时间 T 高度依赖于这一应用。例如，对于步行导航，一般约 1s 的抽样时间就足够了。过程噪声的协方差矩阵是一个对角矩阵

$$Q = \begin{bmatrix} \sigma_{Q,x}^2 & 0 & 0 & \\ 0 & \sigma_{Q,y}^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{Q,v_x}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_{Q,v_y}^2 \end{bmatrix}$$

它包含了在 x 轴方向和 y 轴方向中位置和速度的移动性（过程漂移）方差。该模型意味着 MT 位置的变化受具有特定方差的过程噪声控制。需要注意的是，本书第 6 章将介绍更加真实的移动性模型。

对于测量模型，我们假设可以得到每个时间点上的位置估计。这可以通过使用第 4 章介绍的静态位置估计算法来实现。因此，在位置测量方面，这些测量值是已知的，并且在状态向量上存在线性的依赖关系，这被体现在测量矩阵 $H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ 上。我们认为从位置估计实体上无法获得速度估计。因此，速度的处理被作为一种隐式的状态，并且在过滤方程中被隐式估计得出。

图 5.3 展示的为蜂窝网络中基于 BS 的 MT 跟踪的典型场景。BS 之间的距离为 1500m，产生的两个 MT 轨迹如图所示。轨迹 1 位于两个 BS 的小区边缘，轨迹 2 位于靠近 BS 的位置。在位置估计中，基于最近三个 BS 进行 TDOA 测量，其中假设

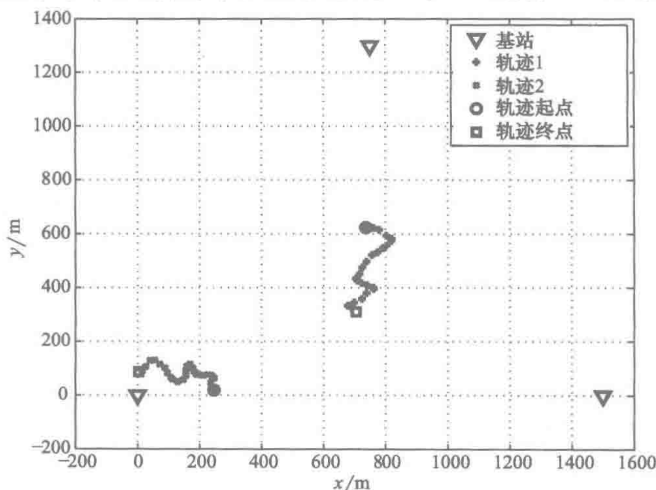


图 5.3　位置跟踪场景

每个链路上的时间估计标准方差为 50m。

图 5.4 展示了两个轨迹及不同算法在 RMSE（见第 4.5.1 节）方面随时间变化的相应结果。RMSE 是通过平均几个噪声实现得到的。静态解（根据基准值）可通过使用高斯-诺顿算法计算得出（参见第 4.3 节）。它给出了每个时间点上的估计位置（带有相应的协方差矩阵），且不包括任何时间相关性。对于轨迹 1（小区边缘位置），它的几何位置相当合适且总的位置精度约为 50 ~ 60m。相反，对于轨迹 2（靠近 BS），只有轨迹的起始位置，属于相当合适的几何位置。这里的位置精度约为 70 ~ 80m。在轨迹的末端（从时间点约为 160 的时候开始）越靠近 BS，位置估计的质量就变得越差，对应的 CRLB 分析参见第 4.5 节。在某些情况下，可能并没有准确的位置估计。

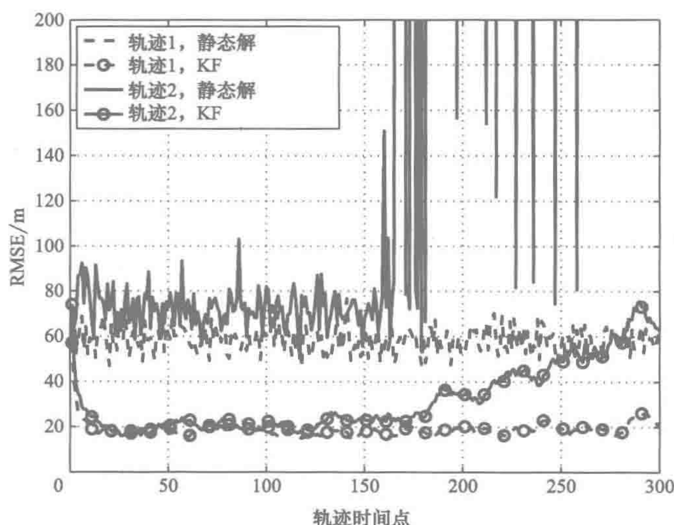


图 5.4　使用 KF 的位置跟踪的 RMSE

对静态解应用卡尔曼滤波，通过考虑移动模型使得整体的静态位置估计能够变得平滑。对于轨迹 1，可以实现约 20m 的精度。在轨迹 2 的前一半轨迹中，可以获得类似的性能。对于轨迹 2 的后一半轨迹部分，不精确的静态位置估计也会对卡尔曼滤波估计产生影响。然而，卡尔曼滤波会隐式地对这些估计进行加权，使其占据的比重相当的低，并且使用更多的是移动性模型的信息。尽管如此，卡尔曼滤波估计随着时间仍然会偏离得越来越多，这是因为无法获得那么多有用的位置估计。

5.2　扩展卡尔曼滤波

在高斯条件和线性条件都能够完全满足的情况下，卡尔曼滤波的性能是最佳的。但是，在图 5.4 所示的简单实例中，很明显在特定的情况下（例如 MT 接近某

个 BS)，卡尔曼滤波的性能是受限的。而且，卡尔曼滤波要求提供静态解的潜在实体能够最佳地执行，也就是，在每个时间点上需要获得足够的资源（至少三个），并进一步要求这些静态位置估计是高斯分布的。特别在一些重要的定位场景中，例如高楼林立的城市或室内，在一些时间里可能经常无法获得要求数量的资源。那么，由于静态解无法提供估计，卡尔曼滤波将彻底失效。

扩展卡尔曼滤波（Extended Kalman Filter，EKF）是一个更加灵活的工具，能够直接处理非线性模型（参见 1993 年 Kay 的论文和 1979 年 Maybeck 的论文）。我们假设状态模型为

$$\boldsymbol{s}_k = \boldsymbol{a}_{k-1}(\boldsymbol{s}_{k-1}) + \boldsymbol{v}_{k-1}$$

以及测量模型可以表示为

$$\boldsymbol{y}_k = \boldsymbol{h}_k(\boldsymbol{s}_k) + \boldsymbol{n}_k$$

扩展卡尔曼滤波的基本思想是关于估计 $\boldsymbol{s}_{k-1}$ 的一个线性化的 $\boldsymbol{a}_{k-1}(\boldsymbol{s}_{k-1})$。可以得到

$$\boldsymbol{a}_{k-1}(\boldsymbol{s}_{k-1}) \approx \boldsymbol{a}_{k-1}(\hat{\boldsymbol{s}}_{k-1|k-1}) + \boldsymbol{A}_{k-1}(\boldsymbol{s}_{k-1} - \hat{\boldsymbol{s}}_{k-1|k-1})$$

式中，使用的雅可比矩阵为

$$\boldsymbol{A}_{k-1} = \frac{\partial \boldsymbol{a}_{k-1}(\boldsymbol{s}_{k-1})}{\partial \boldsymbol{s}_{k-1}} \Big|_{\boldsymbol{s}_{k-1} = \hat{\boldsymbol{s}}_{k-1|k-1}}$$

同样，我们关于估计 $\boldsymbol{s}_k$ 进行线性化 $\boldsymbol{h}_k(\boldsymbol{s}_k)$，即

$$\boldsymbol{h}_k(\boldsymbol{s}_k) \approx \boldsymbol{h}_k(\hat{\boldsymbol{s}}_{k|k-1}) + \boldsymbol{H}_k(\boldsymbol{s}_k - \hat{\boldsymbol{s}}_{k|k-1})$$

式中，雅可比矩阵为

$$\boldsymbol{H}_k = \frac{\partial \boldsymbol{h}_k(\boldsymbol{s}_k)}{\partial \boldsymbol{s}_k} \Big|_{\boldsymbol{s}_k = \hat{\boldsymbol{s}}_{k|k-1}}$$

很明显，由于雅可比矩阵依赖于之前时间点的估计结果，因此在每个时间点上都需要对它进行重新计算。但是，在下面内容中，将介绍的扩展卡尔曼滤波的结构又非常类似于卡尔曼滤波方案。

首先从预测步骤开始，应用 MT 运动模型的知识，得到

$$\hat{\boldsymbol{s}}_{k|k-1} = \boldsymbol{a}_k(\hat{\boldsymbol{s}}_{k-1|k-1})$$

式中，包含对之前时间点的估计结果 $\hat{\boldsymbol{s}}_{k-1|k-1}$。类似地，在预测步骤之后，相对应的 MMSE 或协方差矩阵为

$$\boldsymbol{M}_{k|k-1} = \boldsymbol{A}_{k-1}\boldsymbol{M}_{k-1|k-1}\boldsymbol{A}_{k-1}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{Q}_k$$

由于经过线性化处理的步骤，在贝叶斯规则的意义上，估计得到的先验 PDF 是一个对真实先验 PDF 的高斯近似。因此，估计的先验 PDF 可以写成

$$p(\boldsymbol{s}_k | \boldsymbol{y}_1, \boldsymbol{y}_2, \cdots, \boldsymbol{y}_{k-1}) \approx N(\hat{\boldsymbol{s}}_{k|k-1}, \boldsymbol{M}_{k|k-1})$$

通过

$$\boldsymbol{K}_k = \boldsymbol{M}_{k|k-1}\boldsymbol{H}_k^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{C}_k + \boldsymbol{H}_k\boldsymbol{M}_{k|k-1}\boldsymbol{H}_k^{\mathrm{T}})^{-1}$$

可以得到卡尔曼增益矩阵。最后，在修正步骤中，将预测的估计同使用卡尔曼增益

矩阵加权的当前测量值进行合并，得到状态向量的最终估计，计算表示为

$$\hat{\boldsymbol{s}}_{k\mid k}=\hat{\boldsymbol{s}}_{k\mid k-1}+\boldsymbol{K}_k[\boldsymbol{y}_k-\boldsymbol{h}(\hat{\boldsymbol{s}}_{k\mid k-1})]$$

修正之后，得到对应的 MMSE 或协方差矩阵为

$$\boldsymbol{M}_{k\mid k}=(\boldsymbol{I}_{N_s}-\boldsymbol{K}_k\boldsymbol{H}_k)\boldsymbol{M}_{k\mid k-1}$$

同样，得到的后验 PDF 也是真实后验 PDF 的一个高斯分布。可以将它表示为

$$p(\boldsymbol{s}_k\mid\boldsymbol{y}_1,\boldsymbol{y}_2,\cdots,\boldsymbol{y}_k)\approx N(\hat{\boldsymbol{s}}_{k\mid k},\boldsymbol{M}_{k\mid k})$$

由于 MMSE 矩阵依赖于雅可比矩阵（我们在扩展卡尔曼滤波中进行动态线性化处理），类似于卡尔曼滤波中的离线计算将不再可能。而且，由于扩展卡尔曼滤波的精度取决于线性化的精度，所以它将没有最优的性能。但是，扩展卡尔曼滤波被证明是一种灵活、弹性且健壮的方法，在位置跟踪应用中得到了广泛的应用。

现在，考虑一下类似于第 5.1 节卡尔曼滤波中的位置跟踪实例，使用同样的方式定义状态向量 $\boldsymbol{s}_k$。而且，假设使用相同的状态模型，即不需要对状态公式进行线性化处理。因此，对于扩展卡尔曼滤波和卡尔曼滤波来说，两者的预测步骤就完全相同了。至于测量，不同于卡尔曼滤波，这里我们直接处理 TDOA 测量值。其中，TDOA 通过由静态位置估计得到的位置估计提前处理。由于 TDOA 在位置方面是非线性的，因此在更新步骤中，需要对测量模型进行线性化处理。

位置与相应的 TDOA 之间的关系由测量函数决定，即

$$\boldsymbol{h}_k(\boldsymbol{s}_k)=\begin{bmatrix}h_{2,1,k}(\boldsymbol{s}_k)\\ h_{3,1,k}(\boldsymbol{s}_k)\\ \vdots\\ h_{N_{BS},1,k}(\boldsymbol{s}_k)\end{bmatrix}$$

式中，$\boldsymbol{h}_{\nu,1,k}(\boldsymbol{s}_k)=r_{\nu,k}(\boldsymbol{s}_k)-r_{1,k}(\mathrm{s}_k)$，$\nu=2，3，\cdots，N_{\mathrm{BS}}$使用 MT 与 BS 之间的距离定义了 TDOA（参见第 4.3 节），即

$$r_{\mu,k}(\boldsymbol{s}_k)=\sqrt{(x_k-x_\mu)^2+(y_k-y_\mu)^2},\ \mu=1,2,\cdots,N_{\mathrm{BS}}$$

因此，相应的测量向量包含由 N_{BS}个 BS 测量得到的 $N_{\mathrm{BS}}-1$ 个噪声 TDOA 测量值（参见第 4.3.2 节），即

$$\boldsymbol{y}_k=[d_{2,1,k},d_{3,1,k},\cdots,d_{N_{BS}-1,1,k}]^{\mathrm{T}}$$

在扩展卡尔曼滤波更新步骤的计算中，需要得到包含关于状态向量测量模型推导的雅可比矩阵。对于所考虑的实例，它由下式给出

$$\boldsymbol{H}_k=\begin{bmatrix}\dfrac{x_k-x_2}{r_{2,k}(\boldsymbol{S}_k)}-\dfrac{x_k-x_1}{r_{1,k}(\boldsymbol{S}_k)} & \dfrac{y_k-y_2}{r_{2,k}(\boldsymbol{S}_k)}-\dfrac{y_k-y_1}{r_{1,k}(\boldsymbol{S}_k)}\\ \dfrac{x_k-x_3}{r_{3,k}(\boldsymbol{S}_k)}-\dfrac{x_k-x_1}{r_{1,k}(\boldsymbol{S}_k)} & \dfrac{y_k-y_3}{r_{3,k}(\boldsymbol{S}_k)}-\dfrac{y_k-y_1}{r_{1,k}(\boldsymbol{S}_k)}\\ \vdots & \vdots\\ \dfrac{x_k-x_{N_{\mathrm{BS}}}}{r_{N_{\mathrm{BS}},k}(\boldsymbol{S}_k)}-\dfrac{x_k-x_1}{r_{1,k}(\boldsymbol{S}_k)} & \dfrac{y_k-y_{N_{\mathrm{BS}}}}{r_{N_{\mathrm{BS}},k}(\boldsymbol{S}_k)}-\dfrac{y_k-y_1}{r_{1,k}(\boldsymbol{S}_k)}\end{bmatrix}$$

与卡尔曼滤波的实例相比，其中需要一个静态位置估计的中间步骤，扩展卡尔曼滤波可以灵活地处理带有过少测量值的情况。即便是在一定的时间内，无法获得测量值，扩展卡尔曼滤波也能够提供合理的估计。在这些情况下，只需要使用移动模型来对状态进行更新。但是，对于该实例中的轨迹 2，限制其性能的主要因素还是它的几何位置。其中，KF 与 EKF 的对应结果如图 5.5 所示。从图中可以看到，在该场景中轨迹 2 的末端位置，相比于卡尔曼滤波，拓展卡尔曼滤波可以提供更加可靠的估计结果。其中，由于缺少来自底层静态位置估计的可靠位置估计，卡尔曼滤波随着时间发生了偏离，相反，扩展卡尔曼滤波则可以更好地跟随实际的 MT 轨迹。

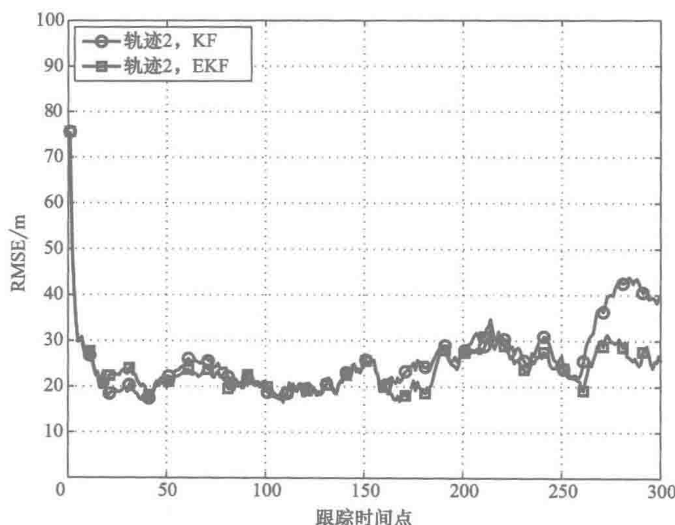


图 5.5　基于 EKF 位置跟踪的 RMSE，轨迹 2

5.3　粒子滤波

另一类重要的贝叶斯滤波是基于数值积分的积分近似。通常将该方法称为粒子滤波（Particle Filters，PF，参见 2002 年 Arulampalam 等人、2003 年 Djuric 等人和 2004 年 Ristic 等人的论文）。而且，在位置跟踪应用中该方法应用得相当普遍，例如可参见 2002 年 Gustafsson 等人的论文。粒子滤波算法基于序列蒙特卡洛算法（Sequential Monte-Carlo），通过带有随机测量值的 PDF 重要性抽样和近似点递归地计算相关的 PDF。粒子滤波的基本原理是，由确定数量的假设表示状态 PDF。因此，它没有实现一个解析函数。粒子滤波基于物理系统模型在数值上接近最优解，而不是将最佳滤波应用到在卡尔曼滤波中看到的近似模型上。与卡尔曼滤波相比，粒子滤波由于需要依赖于粒子的数量，通常具有更高的复杂度，这些例子被生成用

于对 PDF 进行建模。此外，它们还会受到像样本退化或样本枯竭等现象的影响，产生不稳定的行为。

在粒子滤波中，后验 PDF 被表示成加权和

$$p(\boldsymbol{s}_k|\boldsymbol{y}_1,\boldsymbol{y}_2,\cdots,\boldsymbol{y}_k) = \sum_{i=1}^{N_p} w_k^i \delta(\boldsymbol{s}_k - \boldsymbol{s}_k^i),$$

式中，每个例子 i 包含一个状态 $\boldsymbol{s}_k^i$ 和一个权重 w_k^i，$\delta(\cdot)$ 是狄拉克（Dirac）δ 方法。这些粒子可根据建议概率密度（Proposal Density）函数 $q(\boldsymbol{s}_k|\boldsymbol{s}_k^i,\ \boldsymbol{y}_k)$ 的重要性采样（Importance Sampling）原理绘出。相应权重可通过下式计算

$$w_k^i \propto w_{k-1}^i \frac{p(\boldsymbol{y}_k|\boldsymbol{s}_k^i)p(\boldsymbol{s}_k^i|\boldsymbol{s}_{k-1}^i)}{q(\boldsymbol{s}_k|\boldsymbol{s}_k^i,\boldsymbol{y}_k)}$$

通用的粒子滤波使用最佳建议概率密度（Optimum Proposal Density），该密度在实际中是难于使用的。因此，通常人们实现了一种称为“采样重要性重采样”的粒子滤波（Sampling Importance Resampling PF，SIR-PF）算法（参见 2002 年 Arulampalam 等人、1993 年 Gordon 等人和 2004 年 Ristic 等人的论文）。它需要状态和测量函数 $f_k(\cdot)$ 和 $g_k(\cdot)$ 是已知的，并需要从状态噪声分布 $\boldsymbol{v}_{k-1}$ 得到的真实抽样以及先验分布是可能的。此外，需要得到似然函数 $p(\boldsymbol{s}_k|\boldsymbol{y}_k)$ 用于逐点评估。因此，与通用的粒子滤波相比，可以说，对于采样重要性重采样粒子滤波算法，建议密度根据 $p(\boldsymbol{s}_k|\boldsymbol{s}_{k-1}^i)$ 被选择作为先验密度。

在采样重要性重采样粒子滤波的第一步，对于每一个粒子 $i=1,\ 2,\ \cdots,\ N_p$，从建议密度中得到抽样都需要被绘制，即 $\boldsymbol{s}_k^i \sim p(\boldsymbol{s}_k|\boldsymbol{s}_{k-1}^i)$。

这可以通过使用相应的 PDF $p_v(v_{k-1})$ 生成一组状态噪声抽样向量 $\boldsymbol{v}_{k-1}^i$ 并设置 $\boldsymbol{s}_k^i = f_{k-1}(\boldsymbol{s}_{k-1}^i,\ \boldsymbol{v}_{k-1}^i)$ 来实现。

在第二步中，对于每一个粒子，权重都需要被计算。基于所选的建议密度，该步骤可以简化为

$$w_k^i = p(\boldsymbol{y}_k|\boldsymbol{s}_k^i)$$

最后，所有的权重需要被归一化，即

$$w_k^i = \frac{w_k^i}{W}$$

式中，$W = \sum_{i=1}^{N_p} w_k^i$。

粒子滤波的主要问题是退化现象（参见 2002 年 Arulampalam 等人和 2004 年 Ristic 等人的论文）。论文指出几次迭代之后，所有的粒子的权值将非常趋近于 0。人们已经证明，权重的方差只随着时间增长，因此避免退化现象成为可能。减少这种影响的一种方法是只需简单地使用非常大量的粒子数量。然而，从计算复杂度的角度来看，一般这种做法的效率较低。一种更好的方法是使用再采样，可以显著降

低退化现象。这种方法的思想是消除低权重的粒子，只关注于大权重的粒子。在这种方法中，通过从一个近似离散的表示 $p(s_k | y_1, y_2, \cdots, y_k) \approx \sum_{i=1}^{N_p} w_k^i \delta(s_k - s_k^i)$ 中进行 N_p 次再采样，创建了一组新的状态$\tilde{s}_k^i$，$i = 1$，2，…，N_p。给定$p(\tilde{s}_k^j = s_k^i) = w_k^j$，得到的样本是一个离散密度的独立同分布（i. i. d.）样本。虽然通过再采样的方法缓解了退化现象，但这种方法在实际应用中又引入了另外一个称为采样枯竭的问题。由于粒子合并，在统计选择上，大权重的粒子比其他粒子被选择得更频繁，因此导致有限并行化的问题。除了有限并行化的问题外，由于再采样包含了很多重复的采样点，粒子的多样性也遭到了降低。尤其对于带有小状态噪声的系统，采样枯竭可能变成严重的问题，由于在几次迭代之后，所有的粒子都被集中到了一个单一的状态。

除了 SIR-PF，相关文献记录中还有几种其他的粒子滤波算法。这里我们简要地介绍一下 ASIR-PF（Auxiliary SIR-PF，辅助 SIR-PF）算法（参见 2002 年 Arulampalam 等人的论文和 1999 年 Pitt 与 Shephard 的论文）。这种算法可以被看作是 SIR-PF 算法的一种实现，它对之前的时间点进行再采样处理，也就是，ASIR-PF 从时间点 $k-1$ 产生采样点。如果以当前测量值为条件，那么通常这些采样点更加接近真实状态。与 SIR-PF 相比，如果状态噪声较小，ASIR-PF 对异常值（野值）将不是那么敏感。而且，权重分布更加平均。但是，对于较大的状态噪声，ASIR-PF 的性能要比 SIR-PF 的性能差。

另一种 PF 的实现是 R-PF（Regularized PF，正则化粒子滤波，参见 2002 年 Arulampalam 等人的论文和 2001 年 Musso 等人的论文）。与 SIR-PF 相比，P-PF 有一个不同的再采样步骤。在 SIR-PF 中，再采样是基于离散近似完成的，而 P-PF 的再采样是在对后验 PDF 的连续近似中进行的，其中用到了一种内核算法（Kernel Approach）。R-PF 的性能优于 SIR-PF，尤其在性能受限于采样枯竭的情况下。例如，带有较低状态噪声的情况。

图 5.6 展示了一种 SIR-PF（使用 $N_p = 1000$ 个粒子）算法的实现与 EKF 和 KF 的对比结果。从图中可见，在轨迹 2 的末端，PF 与 EKF 相比，只获得了较小的性能提升。显然，通过 EKF，非线性可被良好地近似。此外，高斯条件得到满足，因此，EKF 已经达到了近似最优的性能，这也可以在图 5.7 中观察到。在性能准则方面，我们使用二维位置误差的 CDF 函数（参见第 4.5.2 节）。CDF 是对场景（见图 5.3）中多个 MT 轨迹和噪声实现的平均。显然，与静态方案相比，使用跟踪算法通常可以获得大量的性能提升。但是，在该场景中，对于像高斯过程这样合理的假设，相比于 KF，使用 EKF 获得的额外性能增益相当的小。而且，考虑到所有情况，PF 的性能与 EKF 的性能基本相同。例如，在 90% 的情况中，位置估计误差要小于静态方案中的 150m。使用 KF 跟踪或“平滑的方式”可以将位置估计误差降低到

40m。使用 EKF，可以将其进一步降低到 35m，其中，PF 的性能与 EKF 基本相同。

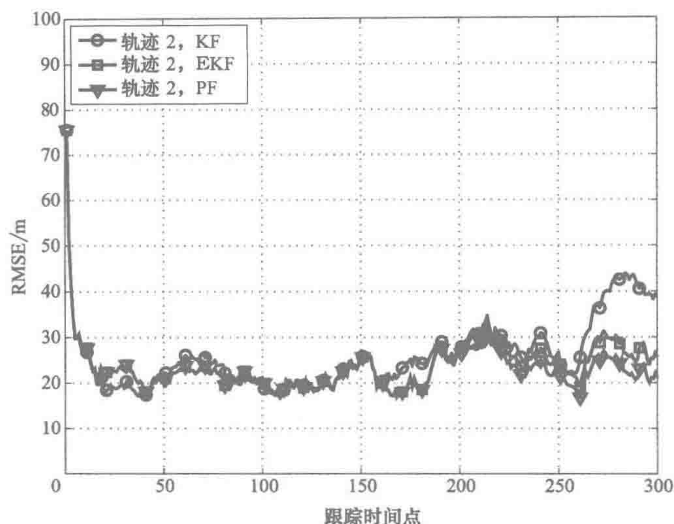


图 5.6　基于 KF，EKF 和 PF 的位置跟踪的 RMSE（轨迹 2）

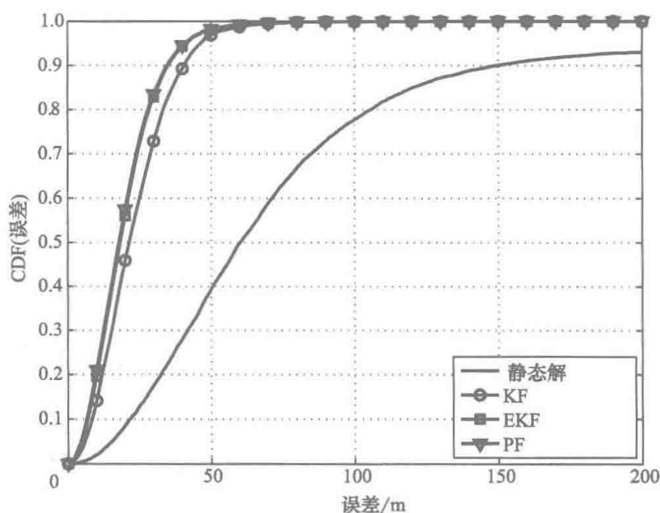


图 5.7　基于 KF、EKF 和 PF 的位置跟踪的 CDF

如果我们使用更加真实、实际的测量值，将产生不同的结果。图 5.8 展示了在高楼林立的城市场景中的各种跟踪实现。通过射线跟踪（Ray Tracing），创建信道冲激响应，用其在仿真中反映多径和 NLOS 传播，从而得到较高的非高斯观测噪声。有关该方法的详细介绍请参阅本书第 6 章。此外，需要注意的是，应用的用来

产生 MT 跟踪的移动性模型没有与该滤波中的移动性模型完全匹配。图 5.9 描述了城市场景中位置跟踪的相应的 CDF。首先，从图中可以看到，在该场景中基于静态方案进行定位。只有使用跟踪算法，才能获得足够的估计质量。其次，我们还可以看到在该场景中 KF、EKF 和 PF 算法之间的显著区别。

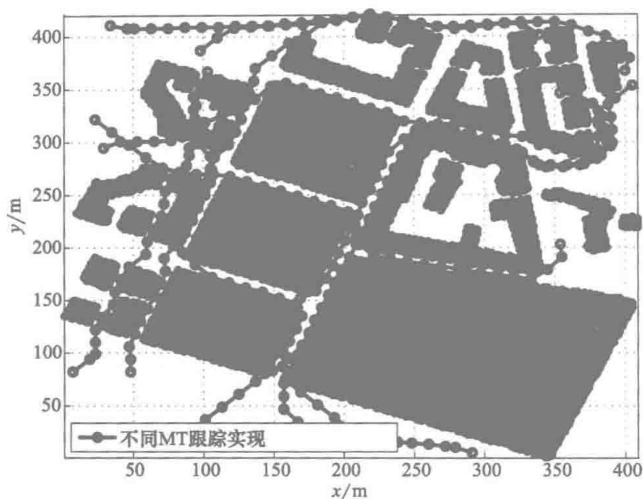


图 5.8　城市场景中几种不同的跟踪实现

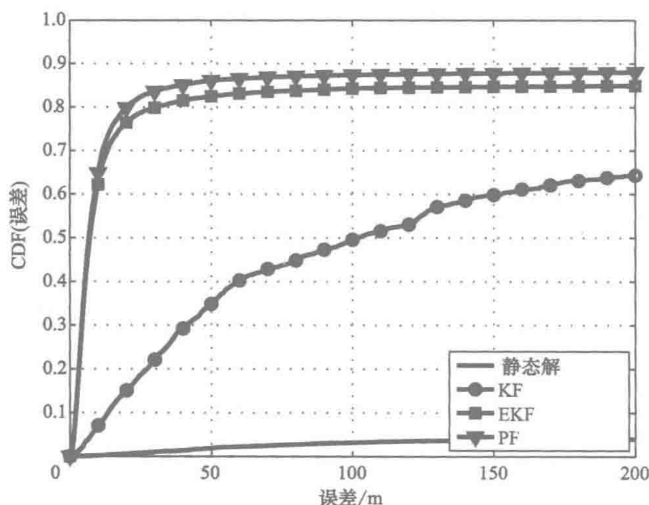


图 5.9　城市场景中位置跟踪的 CDF

室内场景中的 CDF 曲线如图 5.10 所示。由于静态方案和 KF 无法提供有用的结果，因此在该图上只绘制了 EKF 和 PF 的情况。从图中可见，与预期相同，室内场景位置估计的性能要比室外更差。在这个例子中，只有在低于 70% 的情况中，位置估计的结果可以完全交付使用。

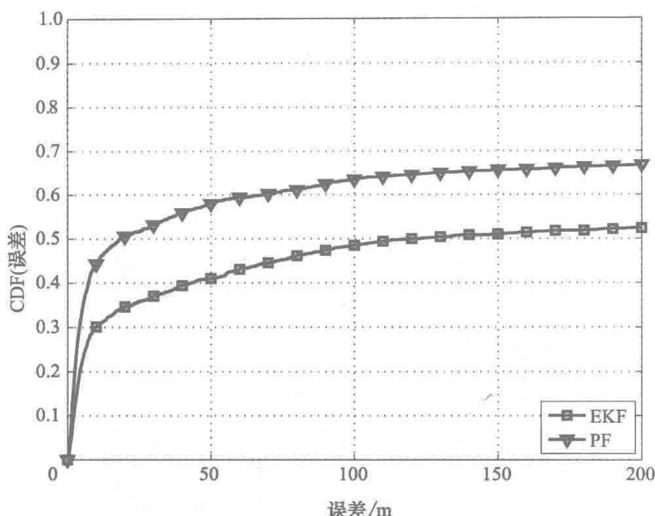


图 5.10　室内场景位置跟踪的 CDF

5.4　其他的扩展算法

在相关文献中，有很多位置跟踪或一般跟踪算法的研究。下面我们总结几种更加复杂的算法，这些算法都是以前面介绍的一般算法为基础的（也可参见 2010 年 Krach 的论文和 2013 年 Mensing 的论文）。

5.4.1　网格算法

如果状态空间是离散的且只包含一组有限数目的状态，那么网格算法（Grid – Based Method）就可以提供最佳的解决方案（参见 2002 年 Arulampalam 等人的论文和 2004 年 Ristic 等人的论文）。

假设时间点 $k-1$ 上的状态向量包含 N_g 个状态 $\boldsymbol{s}_{k-1}^i$，$i=1, 2, \cdots, N_g$。那么，可将后验 PDF 表示成离散状态的加权和，即

$$p(\boldsymbol{s}_{k-1} | \boldsymbol{y}_1, \boldsymbol{y}_2, \cdots, \boldsymbol{y}_{k-1}) = \sum_{i=1}^{N_g} w_{k-1|k-1}^i \delta(\boldsymbol{s}_{k-1} - \boldsymbol{s}_{k-1}^i) \tag{5.5}$$

使将式（5.5）代入式（5.3），得到如下预测方程

$$p(\boldsymbol{s}_k | \boldsymbol{y}_1, \boldsymbol{y}_2, \cdots, \boldsymbol{y}_{k-1}) = \sum_{i=1}^{N_g} w_{k|k-1}^i \delta(\boldsymbol{s}_k - \boldsymbol{s}_k^i)$$

式中，预测权重为 $w_{k|k-1}^i = \sum_{j=1}^{N_g} w_{k-1|k-1}^j p(\boldsymbol{s}_k^i | \boldsymbol{s}_{k-1}^j)$。

将式（5.5）代入式（5.4），得到更新方程如下

$$p(\boldsymbol{s}_k \mid \boldsymbol{y}_1, \boldsymbol{y}_2, \cdots, \boldsymbol{y}_k) = \sum_{i=1}^{N_g} w_{k \mid k}^i \delta(\boldsymbol{s}_k - \boldsymbol{s}_k^i)$$

式中，更新权重为 $w_{k \mid k}^i = \dfrac{\sum_{j=1}^{N_g} w_{k \mid k-1}^j p(\boldsymbol{y}_k \mid \boldsymbol{s}_k^j)}{w_{k \mid k-1}^i p(\boldsymbol{y}_k \mid \boldsymbol{s}_k^i)}$。

5.4.2 二阶扩展卡尔曼滤波算法

扩展卡尔曼滤波围绕当前状态估计考虑了线性情况。为了以一种更好的方式逼近非线性的情况，可以引入雅可比矩阵（Jacobian Matrices）和包含二阶导数的黑塞矩阵（Hessian Matrices）。可将这些滤波表示为二阶扩展卡尔曼滤波或修改的高斯二阶滤波。位置跟踪应用中的相关推导过程可参见2009年Ali-Löytty的论文和2001年Bar-Shalom等人的论文。2007年Perälä与Piché的论文中甚至提出了更加复杂的算法，即引入了健壮性的扩展卡尔曼滤波。

5.4.3 无迹卡尔曼滤波

扩展卡尔曼滤波存在两个重要的缺点（参见2000年Wan与van der Merwe的论文）。一方面，雅可比矩阵的推导，也就是用线性逼近非线性的函数，可能比较复杂，并且导致难以实现。另一方面，如果时间点间隔不是足够的小，这些线性化可能导致滤波不稳定，尤其是在高度非线性的环境中。为了解决这些限制，无迹卡尔曼滤波（Unscented Kalman Filter，UKF）可以作为一种替代的选择（参见1997年Julier与Uhlmann的论文）。UKF的原理是它使用了一个前提假设，即逼近高斯分布比逼近任意非线性函数更容易。因此，UKF使用一种确定性采样方法取代使用雅可比矩阵对系统进行线性化，从而基于最小的一组采样点获取均值和协方差估值。选择这些采样点，以使它们的均值、协方差以及可能的高阶矩能够与高斯随机变量相匹配。

UKF的思想是基于1994年Uhlmann论文提出的无迹变换，基于该算法，将非线性函数应用到一组采样点上，并且使用变换点的数学统计估计变换均值和协方差。与PF相反，所选采样点不是随机抽取的。这些称作 σ 的采样点是基于某些给定的均值和协方差属性而被确定地选出的。随后，将这些 σ 采样点通过状态或测量模型确定的非线性方法传播出去。之后，对这些 σ 采样点进行加权并重新合并，以产生估计的均值和协方差。2004年Julier与Uhlmann的论文提出了几种不同的算法，用于获取一组有效的 σ 采样点。

5.4.4 高斯混合滤波算法

高斯混合滤波或高斯和滤波借助高斯混合逼近先验和后验PDF，这是一种凸组合高斯PDF。可以将其看作是卡尔曼滤波算法的扩展或推广。高斯混合滤波的限制

因素是包含的 PDF 数量（类似于 PF 算法中的粒子的数量）。2009 年 Ali-Löytty 的论文对在位置跟踪的应用中对这一算法进行了很好的概括。

5.4.5 Rao-Blackwell 算法

随着需要估计的状态的数量的增加，所需的粒子数量也需要随之增加。例如，在惯性导航中要求状态向量具有极高的粒子数量。Rao-Blackwell（有时也称 Rao-Blackwellization 或 Rao-Blackwellization 边缘化）算法的思想是，对于系统模型的线性部分，使用卡尔曼滤波降低粒子数量。系统模型的非线性部分仍然使用粒子滤波。因此，我们根据下式将状态向量拆分成一个线性部分和一个非线性部分，即

$$\boldsymbol{s}_k=[\boldsymbol{s}_{\text{lin},k},\boldsymbol{s}_{\text{nl},k}]^{\mathrm{T}}$$

然后，Rao-Blackwell 算法的粒子滤波将后验 PDF 分解成

$$p(\boldsymbol{s}_{\text{lin},k},\boldsymbol{s}_{\text{nl},k}|\boldsymbol{y}_1,\boldsymbol{y}_2,\cdots,\boldsymbol{y}_k)=p(\boldsymbol{s}_{\text{lin}}|\boldsymbol{s}_{\text{nl}},\boldsymbol{y}_1,\boldsymbol{y}_2,\cdots,\boldsymbol{y}_k)p(\boldsymbol{s}_{\text{nl}}|\boldsymbol{y}_1,\boldsymbol{y}_2,\cdots,\boldsymbol{y}_k)$$

式中，每个条件 PDF 由不同的滤波算法处理。对于线性和非线性分离的例子，它可以是一个卡尔曼滤波和粒子滤波。但对于 Rao-Blackwell 滤波来说，并不限于这两种滤波算法的组合，因此，它可以允许任意的滤波算法组合（例如，卡尔曼滤波和无迹卡尔曼滤波，对这两种滤波算法组合的分析可参见 2003 年 Briers 等人的论文）。可以证明，对于带有固定粒子数目的 Rao-Blackwell 粒子滤波，其性能总是比标准粒子滤波要好。例如，2010 年 Krach 论文和 2009 年 Krach 与 Weigel 的论文研究了一种将卡尔曼滤波、粒子滤波与网格算法进行组合的方法。

5.4.6 地图匹配算法

在粒子滤波中，经常会讨论到地图匹配算法。地图匹配算法的思想是，在滤波算法中将地图信息作为额外的或辅助的信息。例如，如果一个街道地图可用，那么就可以很容易地将其引入到汽车跟踪算法中。由于通常只允许汽车在街道上行驶，因此可以去除有关“越野”的假设或估计。以同样的方式，可以使用建筑物的楼层平面改善行人跟踪的性能。在这种情况下，行人不能穿墙而过，这些情况必须要在算法中加以考虑。在粒子滤波中，可以使用一种简单的方法来实现上述考虑。例如，穿过墙体的粒子被给予很低的权重，或是直接去除。同样，2008 年 Perälä 与 Ali-Löytty 的论文在扩展卡尔曼滤波中也提出了这种地图匹配算法的实现方法。

第6章 场景与模型

6.1 场景

在本节中，我们提出了几种场景，并在其中进行基于移动无线系统的定位。我们强调的是这些场景中的典型约束，并对它们进行定性评估。此外，我们研究了基于GNSS定位的一些应用场景，以用其解决卫星导航的限制并考虑互补效应。我们还特别对一些场景比较感兴趣，即在这些场景中，GNSS无法以指定的精度工作或GNSS完全不能工作（参见2009年GRAMMAR的另一篇论文）。在这些关键的场景中，条件不再如所描述的那样，并且受限于可用资源的数量和质量，在精度、覆盖范围以及采集时间方面都产生了明显的性能降低。在我们开始介绍这些场景之前，应当指出基于GNSS定位和基于移动无线系统定位之间的根本区别，列举如下：

1）带宽：如第3章所述，信号带宽能够直接影响获得系统定位精度。面向大众市场部分的GNSS的信号发射带宽约为1～2MHz。对于像LTE这种蜂窝移动无线系统所需的带宽被指定为高达20MHz。而对于一些其他的仍在讨论研究中的应用，信号带宽可高达100MHz，例如LTE-Advanced（LTE-A）。不过，这里仍然存在一个问题，就是这些频谱资源是作为一个完整的部分被分配的还是由特定的几个频谱带宽聚合起来再分配的。但不管怎样，蜂窝移动无线系统的带宽要比GNSS大得多。

2）灵敏度：在GNSS中，卫星与MT之间的距离超过2000km。因此，与GNSS相比，移动无线系统总的接收功率电平非常强。

3）接收功率电平：由于卫星与MT之间的距离非常大，因此MT从每个接收卫星收到的接收功率电平强度基本相同。在蜂窝移动无线系统中，通常从服务BS接收的信号是最强的，而从其他（小区之外）BS收到的接收功率电平则较弱。此外，由于频谱资源缺乏，目前的趋势是让系统使用频率复用，但是这会导致出现不利的干扰情况。

4）信号设计：GNSS是一个指定的定位系统，信号（或者至少是部分信号）在MT上是先验已知的。GNSS用于通信部分的信号速率被限制得很低且被调制到用于导航部分的信号上面，而且很容易被提取出来。而移动通信网络被设计用来进行通信。因此，对先验已知序列的数量进行了严格的限制，只留下绝对必要的序列（例如，同步序列、信道估计导频序列）。此外，这些序列的设计并不是以定位为

目的的，也就是，没有以高精度定位为目的对它们进行优化。相反，在 GNSS 中进行了此类优化。

5）网络同步：GNSS 卫星使用原子钟和路基增强技术用于实现时间和频率上精确的网络同步。对于所需应用中，它们可以被认为是完全同步的。在蜂窝移动无线系统中，网络同步并不是一个先验已知的信息。在某些标准中，还将其作为一项可选的功能。而且，在用于通信的网络同步中，帧或符号级别上的同步就可能是足以满足通信任务的，但是这种级别的同步对于定位来说是完全不够的。例如，在 LTE 系统中，它会导致几公里的定位误差。因此，需要运用更加复杂的算法（像使用 GNSS 的网络同步，或基于位置测量单元实现）才能使这类系统实现精确定位。

6）资源位置：在 GNSS 中，精确已知的卫星位置信息是 GNSS 信号中的一部分，它可被 MT 所使用。相反，BS 的位置（以及尤其是其天线的位置）信息对于所需精度来说并不是必需的，也不是已知的。

7）传播条件：GNSS 通常假设卫星与 MT 之间满足视距（LOS）条件。在本节后面部分可以看到，在最佳的自由空间场景中，合理数量的卫星是可用和可实现的，例如，至少 4 颗可以以 LOS 的方式被访问。但是，在城市或室内场景中，情况将不再满足这种条件。在移动无线系统中，尤其对于多个 BS 来说，通常无法满足 LOS 通信条件。它们大多是在非 LOS 下工作的。

8）位置处理：GNSS 在本质上被设计作为一种用于三维定位的系统。在移动无线系统中，由于 BS 与 MT 之间的高度一般比较接近，因此这种整体的几何布局使其难以从中提取出高度信息。

6.1.1 乡村环境

乡村场景是一种大面积的场景。从 GNSS 的角度来看，信号主要受反射和衰减的干扰。对于反射，主要的多径效应可能来自山地和丘陵，也有可能来自于树木和树林，像森林以及其中的林间小路。但是，由于它们属于大距离的多径效应（取决于相关器的间隔和码片长度，相关的只是等效路径长度小于 300m（GPS）的路径），因此它们还是可以估计的问题。另一个关键的影响是树叶导致的接收信号强度的大幅降低。另外，地形的结构和特性（例如，水、草位置）也会对预期的性能产生一定的影响。不过，在这样的场景中，通常可以获得相对非常好的卫星 LOS 访问条件。而且，卫星的几何布局可以给出一种相当不错的几何条件，从而产生整体较好的三维位置估计精度。从移动无线定位的角度来看，乡村区域中，小区的大小非常广阔，例如，在 GSM 系统中小区半径高达 15km，而对于 LTE 系统，则可达到 100km。因此，MT 只能接入到数量非常有限的 BS 上，大部分情况下只有一个。因此，利用多个 BS 的定位算法无法以适当的方式使用。所以，在乡村环境中，只有可能获得粗略的位置信息，例如，小区标识（小区 ID）。

6.1.2 城市环境

城市区域是一个拥有高密度建筑物的区域。如果街道在密集的建筑群间切割式地穿过，就可以将这样的城市区域称为城市峡谷。在这样的场景中，通常只有有限数目的卫星可以通过 LOS 接入，并且整体的卫星接入受到多径效应和 NLOS 效应的强烈干扰。

因此，需要从蜂窝网络中获取额外的信息用于提升灵敏度，或作为辅助测量值用于实现混合处理的目的。通常小区的尺寸会更小，例如，相比于乡村环境，传统 BS 的小区半径仅为几百米，或者对于热点来说只有几米。因此，至少接入到几个 BS 上是很有可能的。但是，类似于 GNSS，蜂窝系统中基于网络的估计通常会受到多径效应，尤其是 NLOS 效应的影响。

基于 GNSS 的定位质量与天空的可见度有直接关系，即高可见度可以产生好的 LOS 接入卫星条件。因此，我们需要计算一个虚拟城市峡谷在三维场景中的孔径角。二维截面如图 6.1 所示。在本例中，H 表示建筑物的高度，W 表示是街道的宽度。假设 MT 距离左边建筑物的距离为 W_{MT} 且位于距离地面高度 H_{MT} 处。基于这些信息，我们可以简单计算出得到的孔径角，也就是，可以估计出 MT 可以见到的天空的百分比。并且由此得出对于该指定的卫星布局、指定的位置，有多少卫星（或平均多少卫星）可以以 LOS 的方式被接入。我们进一步假设，该城市峡谷是无限长的。基于这些信息，可将孔径角计算如下

$$\alpha = \arctan \frac{W_{MT}}{H - H_{MT}} + \arctan \frac{W - W_{MT}}{H - H_{MT}}$$

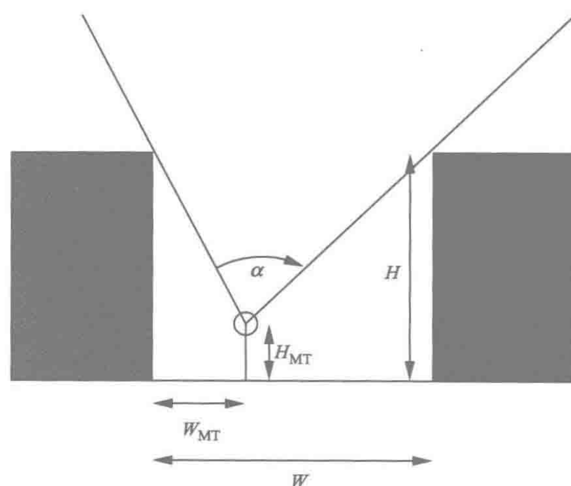


图 6.1　城市峡谷场景中的孔径角

图 6.2 展示了不同建筑物高度 H 和不同楼间距 W 下的孔径角 α，其中假设 MT 位于 $W_{MT}=W/2$ 和 $H_{MT}=1.5\text{m}$ 处。可见，对于常见的城市峡谷场景下的 $W\sim H$，孔径角约为 50°左右。此外，还可以看到，如果建筑物的高度比街道的宽度大，像在拥有大量摩天大楼的城市中，孔径角将下降到 10° ~20°。

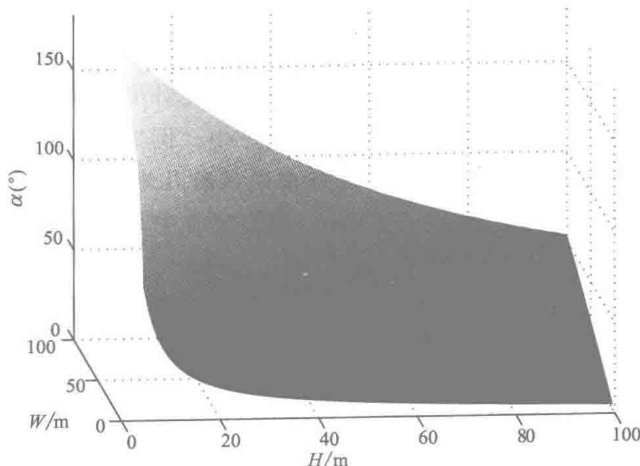


图 6.2　城市峡谷中的孔径角为 α[㊀]

图 6.3 分析了 MT 位于宽度为 $W=20\text{m}$ 街道上不同位置 W_{MT}，以及不同建筑物高度 H 对孔径角的影响。很明显，如果 MT 位于非常接近于建筑物的位置，那么整体孔径角要比直接位于两个建筑物之间的情况小得多。例如，如果建筑物的高度 $H=20\text{m}$，那么当 $W_{MT}=10\text{m}$ 时，孔径角 $\alpha=57°$。从图中进一步可以看到，建筑物高度较低的情况下，孔径角对 MT 位置的依赖关系较强，其中，在 $H=10\text{m}$ 的情况下，不同 MT 位置导致孔径角的变化范围介于 67° ~99°之间。相反，在建筑物高度 $H=30\text{m}$ 的情况下，孔径角的变化范围只是在 35° ~39°之间。

这些结果给出了一种定性的结论，即 MT 位置上天空的可见度有多大，就有多少卫星可以通过 LOS 方式接入。要想定量地评估这些效果，还需要更多与地球上的位置和当前卫星星座图有关的信息。在下文中，我们假设 MT 位于北纬 48°08′、东经 11°34′，即德国的慕尼黑。该卫星星座的获取日期和时间为 2004-01-01，00:00:00（UTC）。需要注意的是，GPS 的重复周期为 23h55min56.6s，也就是每隔这段时间，轨道中的每颗卫星都位于上一周期中相同的位置。对于伽利略导航卫星系统来说，该周期约为 10 天。

图 6.4 展示了给定条件下的一种称为卫星图的星座布局。该卫星图体现了在给定地球上位置的对应的轨道中卫星的可视情况，以及相应的日期和时间。因此，我们可以直接观测到 GPS 和伽利略卫星在图中绘制位置上的方位角和仰角。在本例

㊀ 该场景中，街道的宽度为 W，建筑物的高度为 H。

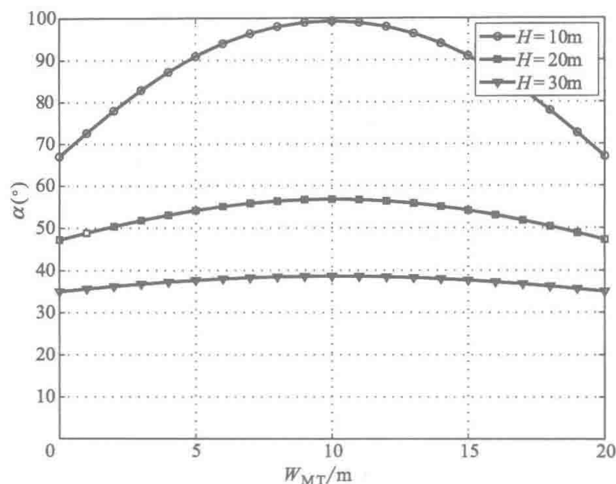


图 6.3　城市峡谷中的孔径角 α㊀

中，可以看到 9 颗 GPS 卫星和 10 颗伽利略卫星。同时在卫星图中可以看到的还有这些卫星的轨道（细灰线）。我们还注意到，在北边位置上有一个“洞”，这是天空中的一个区域，在这个区域中任何时间都没有卫星出现。这是导航系统的典型特征，是由轨道的星座布局导致的。

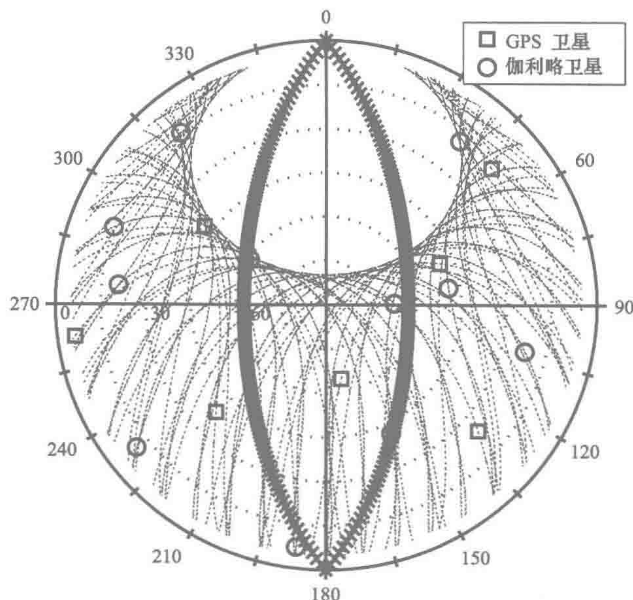


图 6.4　城市峡谷中有限的卫星可见度下的卫星图（skyplot）

㊀ 该场景中，街道宽度为 $W=20\text{m}$，包含不同的 MT 位置 W_{MT} 和不同的建筑物高度 H。

为了看到本例中城市峡谷的效果，图中进一步绘制了 $W=H=20\text{m}$ 的城市峡谷场景下的孔径角边界，即图中使用符号“+”标记出的区域，只有在这一区域中的卫星可以以 LOS 方式接入，本例中有 4 颗卫星位于这一区域。此外，从图中还可以看出，通道的取向对可检测到的卫星数量也有一定的影响。

由于该卫星图只考虑了一个特定时间实例的情况，在下文中，我们将平均整个 GPS/伽利略周期上的卫星的可见度。图 6.5 展示了自由空间和城市峡谷场景中在 CDF 方面的对应结果。对于自由空间，假设场景中没有任何建筑物存在。从图中可见，在所有的场景中，至少有 6 颗 GPS 或伽利略卫星是可见的。另一方面，这意味着总是可以获得超过 4 颗的卫星用于定位。显然，如果我们在城市峡谷场景中，这种情况也就随之发生了变化。在本例中，建筑物之间的距离 $W=20\text{m}$ 且 MT 位于街道的中间。我们可以看到，对于建筑物高度 $H=20\text{m}$，30% 的情况下，可见卫星少于 4 颗，因此，只能确保有限的精度可以预期得到。如果建筑物的高度增长到 30m，那么 70% 的情况下，会危及 GNSS 定位的可用性。在建筑物高度 $H=10\text{m}$ 时，以 LOS 方式接入的卫星数量总是多于 5 颗。然而，在这里，多径效应也将会对性能产生限制。

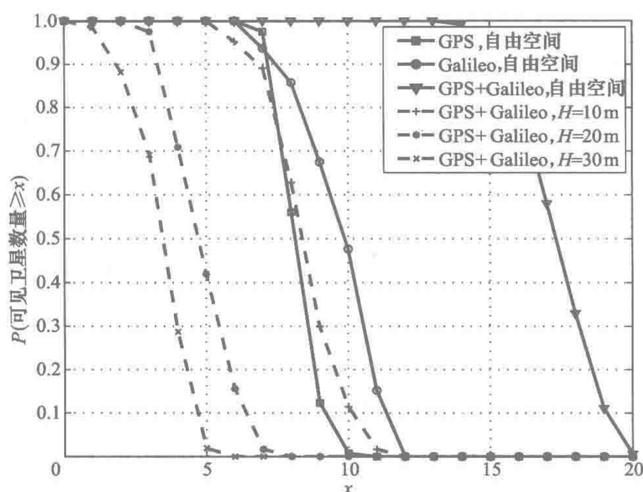


图 6.5　城市峡谷场景中可见卫星数量的 CDF

显然，相对于 MT 位置的卫星的几何星座也依赖于城市峡谷的特点。GDOP（参见第 4.5 节）可以很好地对影响整体定位精度的效果进行量化。它决定了各几何星座下单链路精度的稀释系数。图 6.6 描述自由空间和城市峡谷场景中 GDOP 的 CDF 函数。在自由空间场景中，单一 GPS 或伽利略的情况下，GDOP 总是小于 4；GPS 和伽利略组合处理的情况下，GDOP 总是小于 2。这样的情况下，不利的星座几何效应的影响是相当低的。如果我们位于城市峡谷场景中，例如，$W=20\text{m}$，MT 位于街道的中间，在 MT 的上方，可见卫星会经常地直接出现在一条线上，如图

6.4 所设想的那样。在这种情况下，几何效应会限制定位能力，使其严重下降。即便是可以获得至少 4 颗卫星，GDOP > 10 也将会让精确定位不再可能。因此，在这些场景中，结合使用基于移动无线系统的定位对整体的定位性能将有所帮助。

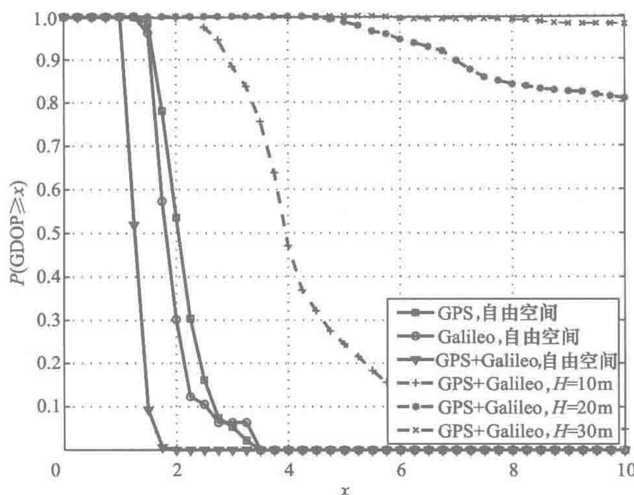


图 6.6　城市峡谷场景中 GDOP 的 CDF

6.1.3　室外向室内渡越

从室外向室内渡越是一种低 MT 移动性的场景。在这样的环境中，可能会导致 SNR 发生剧烈损耗，并且在一些情况下，可能无法获取到卫星或者甚至无法跟踪。在这种受限的场景中，只可能使用基于纯无线通信的导航方式。渡越过程中，由于在越来越多的 GNSS 信号上出现 LOS 分量部分被遮挡和由多径传播导致的幅度衰落，因此，在这样的环境中，SNR 的损耗就成了至关重要的问题，并且越来越多的卫星将无法使用。

6.1.4　室内环境

在纯室内环境中，SNR 损耗可能会超过特定情况下 GNSS 接收机的采集和追踪阈值，也就是，无法采集或追踪任何卫星。对于这种受限的情况，只可能使用基于纯移动无线的导航方法或者蜂窝系统支持以 GNSS 辅助的方式追踪至少几颗卫星。为了便于可视观测，图 6.7 根据前面的例子绘制了一个卫星图，其中天空视野被限制在一个室内的环境下。这里，假设 MT 位于一个 10m × 8m × 4m 三维尺寸的房间的中间。房间中只有朝向东边的区域是敞开的。我们可以观察到，在本例中，只有两颗卫星可以被直接访问。然而，在实际中，窗子也会导致信号衰减，从而进一步限制信号的接收。

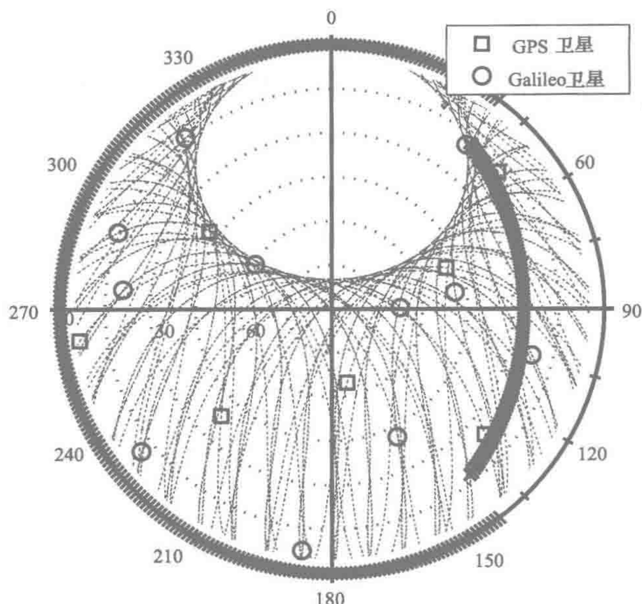


图 6.7 室内环境中有限数目可见卫星的卫星图

6.2 信道特征

6.2.1 信道测量

现有的定位应用信道模型大多都不够精确，也就是说，它们不是足够的精细，无法适用于精确定位技术研究所需的分辨率。因此，需要使用高精度的信道测量值来精确地分析信道属性，例如可参见 2009 年 Wang 等人发表的论文。显然，有很多可用的模型可以用于通信领域。但是，它们往往缺少一些重要的参数，而这些参数在定位应用中是不可缺少的。尤其像 NLOS 偏差（NLOS Bias），并没有包含在最先进的通信模型中，也就是说，在 NLOS 环境中包含的相对于几何 LOS（Geometric LOS，GLOS）路径的附加偏差通常没有被建模。在研究通信系统中，这一信息是不需要的。但对于定位系统建模来说，它是一个基本的参量。另一个例子是信道模型的多链路能力。在定位中，需要至少来自三个 BS 的测量值，用于相干建模。其中，所需信道测量操作的输出通常是一组随时间变化的信道冲激响应（Channel Impulse Responses，CIR）。

6.2.2 射线跟踪

信道测量所需的设备通常是非常昂贵的。而且，此类测量的规划和执行需要花

费大量的时间和资源。一种用于较大范围中快速评估信道特性的替代方法是射线跟踪算法，例如可参见 2009 年 WHERE D3.1 相关内容。特别是，当需要同时研究不同的系统（例如，GNSS 和无线通信系统）时，这些系统的现实信道模型也需要研究，其中就会发生较强系统、空间以及时间的相关。在特定场景中，现实模型通过使用射线跟踪模拟可以在多个位置上产生适于卫星和 BS 的相关的 CIR。这可以用于对感兴趣的算法进行相干仿真。图 6.8 描述了位于德国慕尼黑的一个场景中随机选取的路径轨迹。此类轨迹在 GPS 卫星和 BS 假设下的典型 CIR 分别如图 6.9 和图 6.10 所示。所用结果数据通过射线跟踪仿真获得。从图中可见，以 GPS 卫星的情况为例，在时间点 30 ~ 150 上，存在高的反射数量；在时间点 300 ~ 350 上，存在清晰的 LOS 情况。

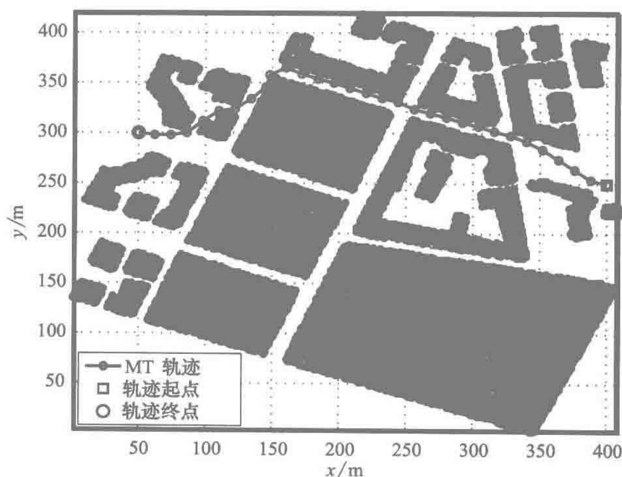


图 6.8　城市峡谷场景中的路径轨迹

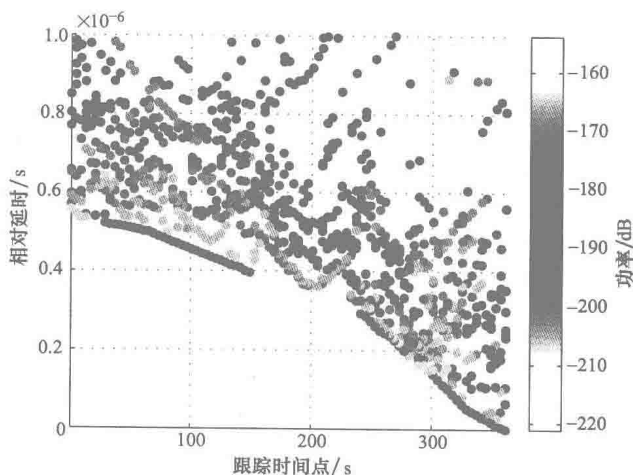


图 6.9　GPS 卫星的信道冲激响应

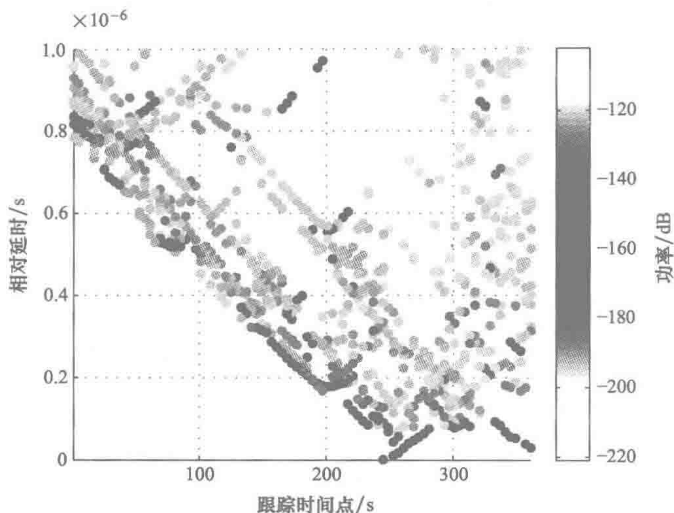


图 6.10　BS 的信道冲激响应

6.3　信道模型

一旦信道测量或射线跟踪被执行，得到或估计的 CIR 就可以被直接用于研究定位算法。出于概括，通常人们会开发多个信道模型。它们往往具有一个统计特性，并且被限制在不同的参数，例如，距离、LOS 或 NLOS 状态以及环境等。由于定位与通信两者的关注点不同，适用于这两种应用的信道模型也是相当不同的，例如可参见 2009 年 Wang 等人发表的论文。

6.4　移动模型

跟踪算法需要用到与用户可能运动有关的信息。这通常使用适当的移动模型来实现，其中将运动限制在特定的约束条件下。例如，在考虑一个行人或一辆移动的汽车的情况中，利用历史估计结果和适合的运动或移动模型，就可以得到有关位置的特定信息。这里引入了对用户运动的约束。例如，行人在有限的时间内不能从一个位置“跳”到另一个位置；车辆通常只能“平滑”地改变它的方向。这类行为随后可被用在位置跟踪算法中作为辅助信息，以提升性能。此外，移动模型可以被用来生成现实的用户轨迹，以用于仿真或性能评估。为了便于表示，我们将使用简单的一维表示法，用于后续的移动模型。

2008 年 WHERE D4.3 和 2009 年 Ali-Löytty 的论文对状态-时间移动模型给出了一个很好很全面的概述。这种方法定义了一种状态向量，该向量包含所有与目标动

作相关联的相关量。然后，这种方法还通过使用相关离散时间模型的一组差分方程定义了它在时间上的演变过程。它假设了一个通用的离散时间模型，使用以下形式的一阶向量差分方程表示，即

$$\boldsymbol{x}_k = f_k(\boldsymbol{x}_{k-1}, \boldsymbol{w}_k)$$

式中，$\boldsymbol{x}_k$ 是目标状态，$\boldsymbol{w}_k$ 是第 k 个时间点上的过程噪声向量。这里，f_k 是一个向量值函数，通常是线性的且在时间上是恒定的。可用线性模型将该式重写为

$$\boldsymbol{x}_k = \boldsymbol{F}\boldsymbol{x}_{k-1} + \boldsymbol{G}\boldsymbol{w}_k$$

式中，$\boldsymbol{F}$ 和 $\boldsymbol{G}$ 是适当的矩阵。

在常速模型（Constant Velocity Model）中，也被称作随机力模型（Fandom Force Model），每个空间维度的状态向量被定义为

$$\boldsymbol{x}_k = [x_k, v_k]^{\mathrm{T}}$$

式中，x_k 和 v_k 是时间点 k 上 MT 的位置和速度。因此，可将该模型重写如下

$$\boldsymbol{x}_k = \boldsymbol{F}\boldsymbol{x}_{k-1} + \boldsymbol{G}\boldsymbol{w}_k$$

式中，$\boldsymbol{F} = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$；$\boldsymbol{G} = \begin{bmatrix} T^2/2 \\ T \end{bmatrix}$；$T$ 表示采样周期且过程噪声是带有给定方均差的白噪声。该模型比较简单，因此被经常使用。但是，它不适用于估计具有高移动性的用户（快速地改变方向和速度）。

在常加速模型（Constant Acceleration Model）中，将状态向量进行扩展，引入了 MT 加速度 a_k 作为参数，即

$$\boldsymbol{x}_k = [x_k, v_k, a_k]^{\mathrm{T}}$$

状态等式与之前的类似，使用矩阵

$$\boldsymbol{G} = \begin{bmatrix} 1 & T & T^2/2 \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

以及

$$\boldsymbol{G} = \begin{bmatrix} T^2/2 \\ T \\ 1 \end{bmatrix}$$

并且，过程噪声是带有给定方均差的白噪声。因此，将移动加速度建模为带有独立增量的随机序列。与常速模型相比，该模型可以更好地对快速改变方向和速度的用户进行描述。

前面描述的模型比较简单、易于实现，且能够在跟踪算法中提供快速的性能评估。然而，它们无法体现环境中的各种限制因素，像建筑物或墙体。为此，需要具有更加复杂的模型。一个例子是一种基于气体传播模型的模型，它可以产生从原点到目的点的路径（参见 2003 年 Kammann 等人的论文）。给定原点和目的点，构建

路径分两步完成：第一步，计算气体地图，该地图用于指定地图中每一个点上的生气潜力。第二步，从气体地图得到路径。气体扩散算法非常适合描述受限环境中人的路径。该实现想法是在环境中模拟气体扩散，然后根据这些气体扩散值获得路径。完成这一过程需要使用不同的矩阵，这些矩阵代表地图中每一个点上的不同的参数：

1） 布局矩阵或地图：这就是目标环境的地图，包含0和1两种取值。其中，0代表墙体，1代表有效点。

2） 气体扩散矩阵或气体地图：该矩阵包含地图中每一个点上的生气潜力值。

3） 滤波矩阵：该矩阵被用做生气潜力值计算中的加权工具。

随后，路径计算过程分为以下两个步骤：

1） 通过计算地图中每一个点的生气潜力，填充气体地图。

2） 在气体地图中使用回溯法，以确定从原点到目的点的路径。

在填充气体地图中，需要使用下述原则：

1） 原点的生气潜力值为1，这是独一无二的。

2） 气体将从原点扩散至地图上每一个其他的有效点上，当所有有效点计算完毕时，气体地图填充结束。

3） 生气潜力值必须满足如下原则：如果我们从地图上一个随机点开始且移动到增加值的方向，最终我们将能够到达原点（这就是用于获得路径的回溯法）。

通过确定与当前点相邻其他点气体值的最大值和最小值，然后计算这两个值的加权平均并根据下式，再乘以一个百分百损耗系数，以此来计算该当前点的气体值。

$$\text{GasPotential} = (1 - \text{StepLoss})(100\text{Gmax} + \text{Gmin})/101$$

选取参数 StepLoss 为 0.1%，并将其代入上式，以确保一旦离开原点，气体值就能够降低（参见 2003 年 Kammann 等人的论文）。选取适当的加权平均系数以便能够进一步地控制气体值的降低。最小值 Gmin 的系数一定不能为 0，以便可以引入墙体的效果。墙体位置的气体值为 0，因此降低了附近点的气体值。当它远离原点时，两个参数能够控制损耗数量。不过，只要 StepLoss 和系数大于 0，损耗就会一直存在。因此，气体地图对于路径计算将总是有效的。图 6.11 描述了一个气体分布的例子。

之后，回溯法和路径生成算法会使用所创建的气体地图：

1） 在目的点开始。

2） 确定当前点的相邻点。

3） 确定那些带有最大气体值的相邻点。

4） 从带有最大气体值的两个相邻点中随机选取一个点。

5） 移动到所选的相邻点。

6） 重复上述过程，直到到达原点。

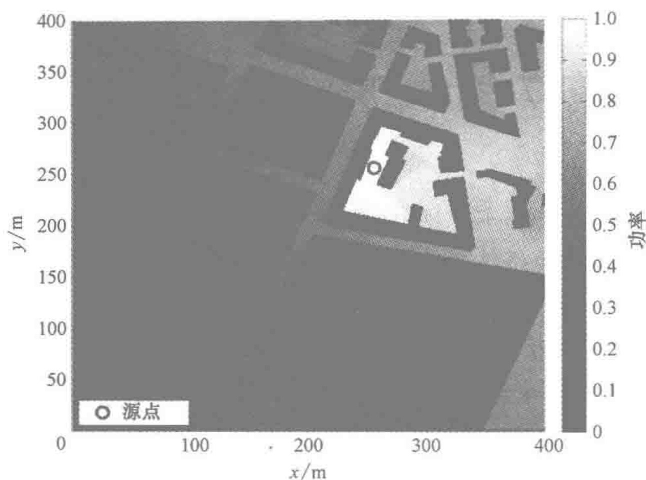


图6.11　基于气体扩散移动模型的气体分布

现在很明显，为什么当远离原点时需要降低气体值。如果这一条件无法满足，回溯法可能会无限循环（参见2003年Kammann等人的论文）。使用这种方法得到的一个随机生成的路径轨迹如图6.12所示。

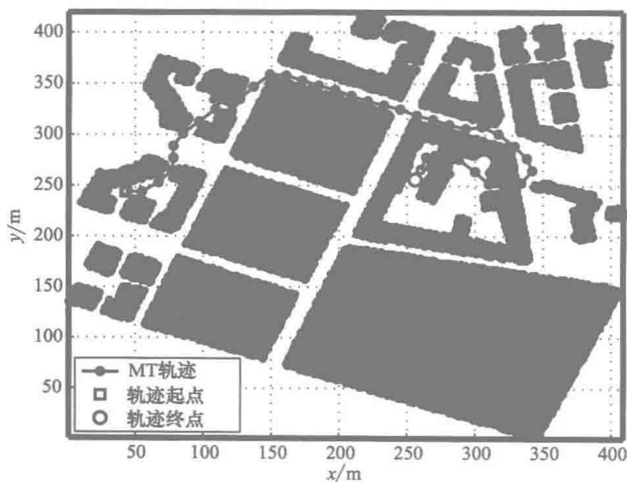


图6.12　基于气体扩散移动模型生成的路径轨迹

第 7 章　高级定位算法

第 6 章对无线定位的基本原则和方法进行了阐述，目前本文主要关注的都是关于利用单一源和最佳传播条件对单一 MT 进行的位置估计。本章介绍无线通信系统中的高级定位算法。第 7.1 节介绍了多源位置信息的数据融合方法。第 7.2 节对此方法进行了扩展，即以协作方式确定多个 MT 的位置。最后，第 7.3 节讨论了 NLOS 和多径传播效应对定位估计的影响，并详细介绍了适合的缓解方法。

7.1　混合数据融合

7.1.1　混合数据融合概述

定位传感器信息融合是一种解决性能受限效应的有效方法。如果设计合理，每一个信息种类和信息量都会提高 MT 位置估计的准确性和可靠性。而且，理论上那些不适合提供独立位置信息的传感器（如电子罗盘或加速计），则可以提供其捕获的部分信息，从而提高整体的估计性能。

7.1.2　多源衍生算法扩展

在下文中，我们将演示在定位为主的环境中，蜂窝通信系统如何支持 Wi-Fi 和 GNSS。为此，我们将使用一种简化的测量模型（参见 WHERE D2.1 2008）。

对于 Wi-Fi 系统（见第 8.4.2 节），我们对 MT 和 Wi-Fi 热点（hotspot，HS）之间的 RSS 测量结果进行仿真。假设信源（即热点）位于

$$\boldsymbol{x}_{\mu}^{(\mathrm{HS})}=\left[x_{\mu}^{(\mathrm{HS})} \quad y_{\mu}^{(\mathrm{HS})} \quad z_{\mu}^{(\mathrm{HS})}\right]^{\mathrm{T}}, \quad \mu=1,2,\cdots,N_{\mathrm{HS}}$$

并且，MT 位于

$$\boldsymbol{x}=[x \quad y \quad z]^{\mathrm{T}}$$

热点和 MT 之间的距离为

$$r_{\mu}^{(\mathrm{HS})}(\boldsymbol{x})=\sqrt{\left(x_{\mu}^{(\mathrm{HS})}-x\right)^{2}+\left(y_{\mu}^{(\mathrm{HS})}-y\right)^{2}+\left(z_{\mu}^{(\mathrm{HS})}-z\right)^{2}}$$

由于使用的是一种简单的近似和建模，因此我们假设 RSS 的测量可以使用下式进行建模，即

$$r_{\mu}^{(\mathrm{HS})}=r_{\mu}^{(\mathrm{HS})}(\boldsymbol{x})+n_{\mu}^{(\mathrm{HS})}$$

也就是，我们假设 Wi-Fi 热点的每一个链路内的 AWGN 分量 $n_{\mu}^{(\mathrm{HS})}$ 是彼此独立的。并进一步假设链路之间的噪声贡献是彼此独立的。这样，就得到了一个对角型的测

量误差协方差矩阵，即

$$\boldsymbol{C}^{(\mathrm{HS})}=\begin{bmatrix}\sigma_{n_1}^{2,(\mathrm{HS})} & 0 & \cdots & 0\\ 0 & \sigma_{n_2}^{2,(\mathrm{HS})} & \cdots & 0\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ 0 & 0 & \cdots & \sigma_{n_{N_{\mathrm{HS}}}}^{2,(\mathrm{HS})}\end{bmatrix}$$

此外，我们假设 Wi-Fi 热点只对其覆盖范围内的 MT 可见。

对于通信系统，假设一种带有指定站间距离的典型蜂窝网络。在 MT 中，我们用 TDOA 方法检测从多个 BS 到达的信号相比于从参考 BS 到达的信号时间差，并用其处理相对于同步 BS 的接收机同步时间偏移。模拟的 TDOA 测量误差与到 BS 的距离有关，并且是有偏的。不过，为了简化模型，我们假设 TDOA 可以使用下式进行建模

$$d_{\nu,1}^{(\mathrm{BS})}(x)=r_{\nu}^{(\mathrm{BS})}(x)-r_{1}^{(\mathrm{BS})}(x)+n_{\nu}^{(\mathrm{BS})}-n_{1}^{(\mathrm{BS})},\quad \nu\in\{2,3,\cdots,N_{\mathrm{BS}}\}$$

也就是，我们假设所包含的每个 BS 的每个链路具有独立的 AWGN。因此，得到的 TDOA 测量结果的协方差矩阵是一个非对角矩阵，由下式给出

$$\boldsymbol{C}^{(\mathrm{BS})}=\begin{bmatrix}\sigma_{n_1}^{2,(\mathrm{BS})}+\sigma_{n_2}^{2,(\mathrm{BS})} & \sigma_{n_1}^{2,(\mathrm{BS})} & \cdots & \sigma_{n_1}^{2,(\mathrm{BS})}\\ \sigma_{n_1}^{2,(\mathrm{BS})} & \sigma_{n_1}^{2,(\mathrm{BS})}+\sigma_{n_3}^{2,(\mathrm{BS})} & \cdots & \sigma_{n_1}^{2,(\mathrm{BS})}\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ \sigma_{n_1}^{2,(\mathrm{BS})} & \sigma_{n_1}^{2,(\mathrm{BS})} & \cdots & \sigma_{n_1}^{2,(\mathrm{BS})}+\sigma_{n_{N_{\mathrm{BS}}}}^{2,(\mathrm{BS})}\end{bmatrix}$$

该式反映出相对于参考 BS 的差分运算。

对于 GNSS 系统，假设捕获并跟踪到来自 N_{GPS}个 GPS 卫星和 N_{Galileo}个伽利略卫星的信号，那么，就可以从 GNSS 侧得到 $N_{\mathrm{GNSS}}=N_{\mathrm{GPS}}+N_{\mathrm{Galileo}}$个卫星用于定位。为了对测量参数建模，我们利用这样一个事实，即可将 GNSS 定位考虑成基于 TDOA 的定位，从而使用与这种通信系统相同的模型，只是在其中使用不同的测量误差标准差。

如果在某一时间点可以获得所有的测量参数，那么就可以开始融合过程。假设每个单独系统的测量速率都是一个常量，且测量值可以按照时间顺序获取。如果不这样，到了融合步骤时有些测量值可能会过期。可以通过适当的加权考虑这种情况。我们进一步假设不同系统的测量误差是不相关的。根据所选择的方法或算法，例如，基于高斯-牛顿方法的静态位置估计或基于 EKF 的位置跟踪，各个测量参数相应的向量和矩阵可以进行简单的合并。后面，我们将以第 5.2 节的应用 EKF 为例，导出这种方法。由于多源融合是独立的，所以移动模型也是相同的，不存在任何变化。但是由于目前可用信息源的数量是不同的，因此测量模型必须要进行改变。需要注意的是，信息源的数量会随着时间的变化而变化（例如，MT 离开某些传感器的覆盖范围）。

7.1.3 仿真结果

在下文中，我们将使用所示的模型介绍几种混合数据融合的仿真结果。其中，先介绍通信系统中 Wi-Fi RSS 和 TDOA 测量参数的静态数据融合。我们将 Wi-Fi 热点随机部署在环境中，平均密度为 200 个热点/km^2，热点的覆盖半径是介于 20 ~ 50m 之间的随机数值。得到的测量值受到固定标准差 $\sigma_n^{(HS)}=10m$ 的误差干扰。对于 TDOA，我们假设基于三个最近 BS 的测量环境为站间距离 1500m、测量误差根据特定标准差 $\sigma_n^{(BS)}$（假设 $\sigma_n^{(BS)}=10m$、50m 和 100m）生成的蜂窝通信网络环境。对于静态 MT，可使用 Wi-Fi 热点、蜂窝系统的 BS 或两者的组合完成位置估计。而对于仅使用 Wi-Fi 定位的情况，通常要求 MT 至少位于三个热点的覆盖范围。但是，对于只有较少热点对 MT 可见的情况下，则需要按照下述过程进行处理：

1）没有 Wi-Fi 热点可见：无法定位。

2）有一个 Wi-Fi 热点可见：估计的 MT 位置就是热点的位置。

3）有两个 Wi-Fi 热点可见：这种情况下，可以检测到两个圆的交点。估计的 MT 位置就是其中一个交点的位置（两个交点之间随机选取）。

在只有一个 Wi-Fi 热点可见的情况下，使用上述方法可将 MT 的位置误差限定在 Wi-Fi 热点的覆盖范围内。仿真结果如图 7.1 所示。从图中可见，在只使用 Wi-Fi 的定位中，场景中约有 24% 的情况，无法提供位置估计。然而，当 MT 位于一个 Wi-Fi 热点的覆盖范围内，位置估计的结果要好于 50m，这反映了热点的最大覆盖范围。同时，图中也绘制了基于无线通信的 TDOA 测量结果。在标准差为 10m 的情况下，90% 标线对应的误差约为 23m；在标准差为 50m 的情况下，90% 标线对应的误差约为 110m；而在标准差为 100m 的情况下，90% 标线对应的误差则在

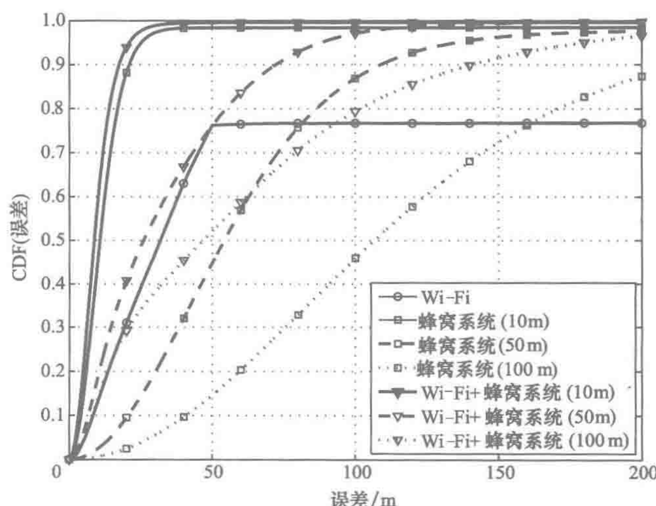


图 7.1 Wi-Fi 与蜂窝通信系统的混合数据融合

200m 之外。不过，相比于 Wi-Fi 热点，蜂窝网络可以提供更好的全局覆盖。因此，具有更好的可用性。所以，结合 Wi-Fi 和蜂窝定位方法的混合方案可以同时兼顾可靠性和可用性。尤其对于较高标准差的 TDOA 测量情况，附加的 Wi-Fi 热点可以提升定位性能。

图 7.2 展示了利用通信系统与 GNSS 混合数据融合方法进行定位的仿真结果。我们进一步假设使用 EKF 算法对动态 MT 进行位置跟踪。在自由空间场景中，访问所有潜在的 GNSS 卫星是可能的。为了模拟更重要的 GNSS 环境，我们进一步假设仿真一种城市峡谷的应用场景。为此，我们假设在 MT 跟踪过程中，不是所有的卫星都是可见的，而是采用一种与时间相关的卫星可见性，也就是，我们按照下面的模式，每 10s 改变一次可见卫星的数量：全部卫星可见、4、3、2、1、0、1、2、3、4、全部卫星可见、4、3，以此类推。在 MT 跟踪开始时，所有卫星都是可见的。随着 MT 进入城市峡谷的场景中，越来越多的卫星变得不可见。例如，LOS 信号被建筑物遮挡，直到经过一段 10s 的周期后，所有卫星都不可见。然后，越来越多的卫星再次被检测。此时，我们进一步假设检测到的卫星都是带有非常高仰角的卫星，因为，在这种情况下，只有具有高仰角的卫星才能被检测到。这也体现了典型城市峡谷场景的现实情况。在 GNSS 测量中，应用了一个仰角相关的标准差（参见 ESA 2007），其中，是在几个 GNSS 星座上取平均值。从图 7.2 中可以看到，定位结果取决于 TDOA 测量质量，平均整体的定位误差得到了显著的降低，尤其是在城市峡谷场景中。例如，90% 标线对应的误差从 27m（GPS + 伽利略系统）下降到了约 22.5m（标准差为 100m 的情况）、17m（标准差为 50m 的情况）和 7.5m（标准差为 10m 的情况）。这种定位性能实际上也就接近达到了最佳的自由空间的情况。

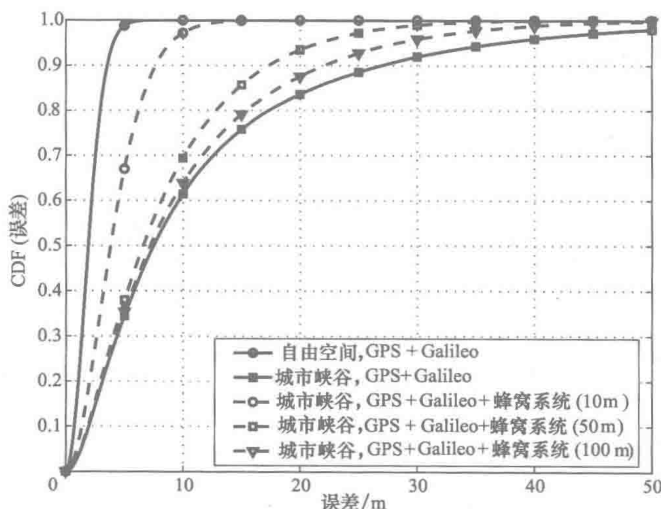


图 7.2　基于 EKF 跟踪算法 GNSS 与蜂窝通信系统的混合数据融合

图7.3展示了一种更贴近真实情况的蜂窝通信系统模型的最终仿真结果（参见WHERE D2.3 2010）。为此，在物理层级对LTE系统进行仿真，并且使用LTE的副同步信道进行基于三个最近BS的定时估计。同时，应用先进的干扰消除方法和数据辅助方法提升定时估计的性能。在只使用LTE定位的情况中，90%标线对应的误差约为45m。此外，在LTE网络中，定位信息的可用性具有非常高的水平。如果将这些信息与GNSS融合，则可实现将90%标线对应误差降低到20m以下。

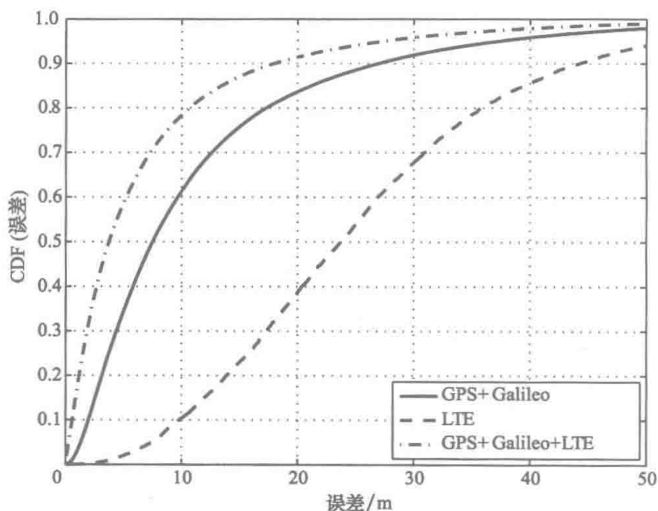


图7.3　在城市峡谷场景中基于EKF算法的GNSS与LTE混合数据融合

7.2　协作定位

7.2.1　协作定位概述

如前所述，二维定位需要MT至少基于三个BS进行测量。如果链路被遮挡，例如，在城市峡谷场景中被墙体遮挡或受限于几何条件，那么MT可能无法精确地确定它的位置。对于这种情况，除了可以使用之前介绍的混合数据融合方法，还可以使用协作定位的方法。在这种定位方法中，MT可以通过P2P（Peer-to-Peer，端到端）链路与其他MT之间彼此通信。一方面，这可以使相邻MT之间彼此直接交换各自的位置信息。另一方面，可以使用这些P2P链路推导MT之间的距离信息，然后进一步使用这些距离信息用于位置估计。相比于传统的混合数据融合技术，协作定位（Cooperative Positioning，CP）方法能够提升精度和覆盖范围方面的性能（参见2010年Mensing与Nielsen的论文和2010年WHERE D2.4相关内容）。

当前大多应用在无线传感网（WSN）的协作定位概念，最近已经被引入到异构通信系统中。不过，之前这些技术主要是为WSN提出的，因此还无法直接地扩展到移动通信网中。这是因为这些网络通常运行在非常复杂的无线环境中，例如，环境中存在各种的阴影效应、移动效应、通信设施的问题或多个空中接口等影响因素。因此，当前通信网络的异构性可以看作是这个方面的额外问题。

理论上，存在两个不同的应用过程：在协作定位的集中方法（参见2007年Mayorga等人的论文和2007年Frattasi的论文）中，假设所有的信息（即，所有MT收集到的测量值）被提供给一个中央实体。该实体可以是一个无线通信系统中的位置服务器。在实体上，所有的这些测量值被联合处理，从而确定网络中每个MT的位置。然后，可以在网络中利用这些信息或是发送回MT。在这种方法中，由于所有的测量值被联合处理，因此从位置估计精度的角度，可将其看作是最佳的处理过程。但是，这种方法的主要缺点是，中央实体需要提前收集所有的测量值。因此，为了解决密集大型网络的扩展性问题或对于以MT为中心仅使用有限网络设施资源的应用来说，分布式协作定位可作为集中式方法的一个很好的替代方法（参见2009年Chan与So的论文和2009年Wymeersch等人的论文）。在分布式协作定位方法中，MT只需要通过P2P链路从其相邻的MT或BS中获取测量值即可。因此，相比于集中式方法，分布式方法的位置估计复杂度被分散到了多个MT之中。基于贝叶斯推理框架下的协作定位技术概述相关讨论可参见2009年Wymeersch等人的论文。

通常，协作定位方法的通信开销和额外信令要比传统的、非协作定位方法要高。此外，分布式方案的整体开销通常也要比集中式方案高。所以，对于现有的协作定位方法，信号处理复杂度和信令负载是两个关键问题（参见2010年Mensing与Nielsen和2010年WHERE D2.4相关内容）。这是一种非常显著的问题，尤其对于包含大量MT的无线网络来说。因此，高效的协作定位方案应当实现通信负载与位置估计性能之间的最佳平衡。

7.2.2 集中式协作定位实例

我们考虑包含N_{BS}个BS和N_{MT}个MT的场景。BS的位置是已知且固定的，即

$$\boldsymbol{x}^{(BS)}=\left[\boldsymbol{x}_1^{(BS),T}\quad \boldsymbol{x}_2^{(BS),T}\quad \cdots\quad \boldsymbol{x}_{N_{BS}}^{(BS),T}\right]^T$$

式中，$\boldsymbol{x}_\mu^{(BS)}=\left[x_\mu^{(BS)}\quad y_\mu^{(BS)}\right]^T$，$\mu=1，2，\cdots，N_{BS}$描述了$BS_\mu$的位置。$N_{MT}$个MT的位置为

$$\boldsymbol{x}=\left[\boldsymbol{x}_1^T\quad \boldsymbol{x}_2^T\quad \cdots\quad \boldsymbol{x}_{N_{MT}}^T\right]^T$$

式中，$\boldsymbol{x}_\nu=\left[x_\nu\quad y_\nu\right]^T$，$\nu=1，2，\cdots，N_{MT}$需要被估计。需要注意的是，此处我们将该推导限定在二维的场景中。对于三维场景，可将上述方法进行简单扩展。

MT_ν 与 BS_μ 之间的距离可通过下式计算，即

$$r_{\nu,\mu}^{(MT-BS)}(\boldsymbol{x}) = \sqrt{(x_\mu^{(BS)} - x_\nu)^2 + (y_\mu^{(BS)} - y_\nu)^2}$$

$MT_\nu(\nu' \neq \nu)$ 之间的距离也可通过下式计算，即

$$r_{\nu,\nu'}^{(MT-MT)}(\boldsymbol{x}) = \sqrt{(x_\nu - x_{\nu'})^2 + (y_\nu - y_{\nu'})^2}$$

式中，MT 位置上的依赖关系通过 x 来明确地表示。图 7.4 简单描述了基于三个 BS 和三个 MT 的协作定位原理。x_1 和 x_2 可以访问至少三个其他的信息点，而 x_3 至少位于 x_1 的覆盖范围（这可以用来精确地估计出它的位置）。

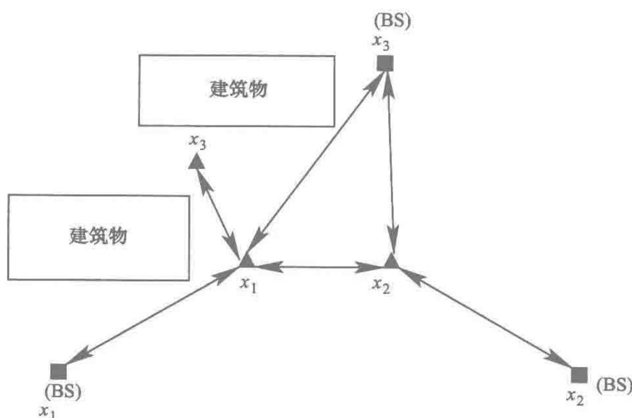


图 7.4　协作定位原理

MT-BS 测量结果的测距误差模型可以写成

$$\hat{r}_{\nu,\mu}^{(MT-BS)} = r_{\nu,\mu}^{(MT-BS)}(\boldsymbol{x}) + b_{\nu,\mu}^{(MT-BS)} + n_{\nu,\mu}^{(MT-BS)}$$

式中，建模偏差 $b_{\nu,\mu}^{(MT-BS)}$ 和残留噪声 $n_{\nu,\mu}^{(MT-BS)}$ 取决于 LOS 或 NLOS 状态和距离。MT 的下标 $\nu = 1, \cdots, N_{MT}$ 包括网络中所有的 MT，而与每个 MT 对应的 BS 的下标 $\mu = 1, \cdots, N_{BS,Used,\nu}$ 则仅包括 $N_{BS,Used,\nu} < N_{BS}$ 个 BS，这些部分 BS 可供 MT_ν 用来测距。同样，MT-MT 测量结果的测距误差模型由下式给出

$$\hat{r}_{\nu,\nu'}^{(MT-MT)} = r_{\nu,\nu'}^{(MT-MT)}(\boldsymbol{x}) + b_{\nu,\nu'}^{(MT-MT)} + n_{\nu,\nu'}^{(MT-MT)}$$

式中，$\nu' = 1, \cdots, N_{MT,Used,\nu}$ 包含可供 MT_ν 进行测距的其他可用 MT。

我们将所有得到的 MT-BS 和 MT-MT 测量结果放到下述向量中

$$\hat{\boldsymbol{r}} = [\hat{\boldsymbol{r}}^{(MT-BS),T} \quad \hat{\boldsymbol{r}}^{(MT-MT),T}]^T$$

向量纬度 $N_{Used} = N_{BS,Used} + N_{MT,Used}$。

式中，$N_{BS,Used} = \sum_{\nu=1}^{N_{MT}} N_{BS,Used,\nu}, N_{MT,Used} = \sum_{\nu=1}^{N_{MT}} N_{MT,Used,\nu}$。使用距离向量 $\boldsymbol{r}(\boldsymbol{x})$，偏离向量 $\boldsymbol{b}$ 以及协方差为 $\Sigma_n = \begin{bmatrix} \Sigma_n^{(MT-BS)} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \Sigma_n^{(MT-MT)} \end{bmatrix}$ 的噪声向量 $\boldsymbol{n}$，可将测量模型

简化为 $\hat{\boldsymbol{r}}=\boldsymbol{r}(\boldsymbol{x})+\boldsymbol{b}+\boldsymbol{n}$。

为了得出集中式协作定位估计问题的静态解，我们根据下式使用前面第4章中讨论过的加权非线性最小二乘法（参见2005年Gustafsson与Gunnarsson的论文和1993年Kay的论文）。

$$\hat{\boldsymbol{x}}=\underset{x}{\operatorname{argmin}}[\hat{\boldsymbol{r}}-\boldsymbol{r}(\boldsymbol{x})]^{\mathrm{T}}\Sigma_n^{-1}[\hat{\boldsymbol{r}}-\boldsymbol{r}(\boldsymbol{x})] \tag{7.1}$$

一般情况下，对于这种非线性 $2N_{\mathrm{MT}}$ 维度的最优问题没有封闭解，因此，需要使用迭代方法。求解式（7.1）的标准方法是基于G-N算法的求解方法（参见2005年Gustafsson与Gunnarsson的论文和1993年Kay的论文）。G-N算法在一些初始值 $\boldsymbol{x}^{(0)}$ 上对系统模型进行线性处理，得到

$$\boldsymbol{r}(\boldsymbol{x})\approx\boldsymbol{r}(\boldsymbol{x}^{(0)})+\boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{x})\big|_{x=x^{(0)}}(\boldsymbol{x}-\boldsymbol{x}^{(0)})$$

式中，$N_{\mathrm{Used}}\times 2N_{\mathrm{MT}}$ 雅克比矩阵项为 $\boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{x})=\nabla_x^{\mathrm{T}}\otimes\boldsymbol{r}(\boldsymbol{x})$，且 $\nabla_x=\left[\frac{\partial}{\partial x_1},\frac{\partial}{\partial y_1},\cdots,\frac{\partial}{\partial x_{N_{\mathrm{MT}}}},\frac{\partial}{\partial y_{N_{\mathrm{MT}}}}\right]^T$。

然后，应用线性最小二乘过程，得到迭代解如下

$$\boldsymbol{x}^{(k+1)}=\boldsymbol{x}^{(k)}+[\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}^{(k)})\Sigma_n^{-1}\boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{x}^{(k)})]^{-1}\cdot\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{x}^{(k)})\Sigma_n^{-1}[\hat{\boldsymbol{r}}-\boldsymbol{r}(\boldsymbol{x}^{(k)})]$$

对于好的初值，G-N算法可以提供非常快的收敛过程和精确的估计结果。而对于糟糕的初值和几何条件，在特定的MT和BS几何星座布局下，该算法则会产生秩亏，并且由此出现不可逆矩阵的问题（参见第4章可选的静态定位算法）。

对于该方法来说，每个MT的初始位置估值通过使用可见BS位置的均值来确定，即

$$\boldsymbol{x}_\nu^{(0)}=\frac{1}{N_{\mathrm{BS,Used},\nu}}\sum_{\mu=1}^{N_{\mathrm{BS,Used},\nu}}\boldsymbol{x}_\mu^{(\mathrm{BS})}$$

当然，对于移动的MT，也可以直接进行位置跟踪。例如，可将第5.2节中的EKF扩展应用到多MT的情况。已经讨论的状态空间和观测模型如下

$$\begin{aligned}\boldsymbol{s}[k]&=\boldsymbol{A}\boldsymbol{s}[k-1]+\boldsymbol{u}[k]\\ \hat{\boldsymbol{r}}[k]&=\boldsymbol{h}(\boldsymbol{s}[k])+\boldsymbol{n}[k]\end{aligned} \tag{7.2}$$

式中，在每个时间点 $k\in\mathbb{N}$ 上，$\boldsymbol{s}[k]=[\boldsymbol{x}_1^{\mathrm{T}}\ \ \boldsymbol{\nu}_1^{\mathrm{T}}\ \ \boldsymbol{x}_2^{\mathrm{T}}\ \ \boldsymbol{\nu}_2^{\mathrm{T}}\ \ \cdots\ \ \boldsymbol{x}_{N_{\mathrm{MT}}}^{\mathrm{T}}\ \ \boldsymbol{\nu}_{N_{\mathrm{MT}}}^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$ 是一个 $4N_{\mathrm{MT}}$ 维度的状态空间向量，包含每个MT的二维位置和速度作为需要估计的参数。向量 $\hat{\boldsymbol{r}}[k]$ 包括每个时间点上距离测量值，并且依赖于测量值的可用性随时间变化。矩阵 $\boldsymbol{A}=\left(\boldsymbol{1}_4+\left(\begin{bmatrix}T&0\\0&T\end{bmatrix}\otimes\begin{bmatrix}0&1\\0&0\end{bmatrix}\right)\right)\otimes\boldsymbol{1}_{N_{\mathrm{MT}}}$ 包括一个与MT运动有关的先验信息，MT的运动每隔 T 个时间点进行一次定时更新。向量 $\boldsymbol{u}[k]$ 由具有对角协方差矩阵 $\boldsymbol{Q}$ 的状态空间噪声构成，$\boldsymbol{n}[k]$ 由协方差矩阵为 $\Sigma_n[k]$ 的观测噪声构成。协方差矩阵可根据得到测量值的数量和类型随时间动态变化。最后，函数 $\boldsymbol{h}(\cdot)$ 描

述了状态向量与测量值之间的非线性关系。式（7.2）中的状态空间和观测模型方程将用于设置 EKF。其中，可直接应用第 5.2 节中的推导过程和结果。

7.2.3 仿真结果

我们假设一个 100m×100m 的区域内，包含 N_{BS} = 20 个 BS，N_{MT} = 24 个 MT。为了对测距误差进行建模，我们使用 2010 年 WHERE D2.4 项目文档内容中提出的模型。该模型以距离、朝向和连接的 LOS 或 NLOS 状态为条件，对偏离和残留噪声进行建模。假设 MT-MT 之间的连接总是 LOS 的，而 MT-BS 之间的连接 50% 的情况下是 NLOS 的。为了建模群组移动性，需要使用随机路点模型。在每个 MT 群组内，都有一个节点作为参考或主导 MT。对于该 MT，它的一个路点和速度（最大为 2m/s）通常被选择用于随机路点模型。对于群组内的其他节点，则使用相同的速度，并且随机选取它们的路点，使其位于距离参考 MT 路点 20m 以内的区域内。图 7.5 展示了根据这种场景生成的一个移动跟踪的例子。在本例中，有两个群组，每个群组包含 4 个节点。为了得到最后的仿真结果，我们将假设 6 个群组。

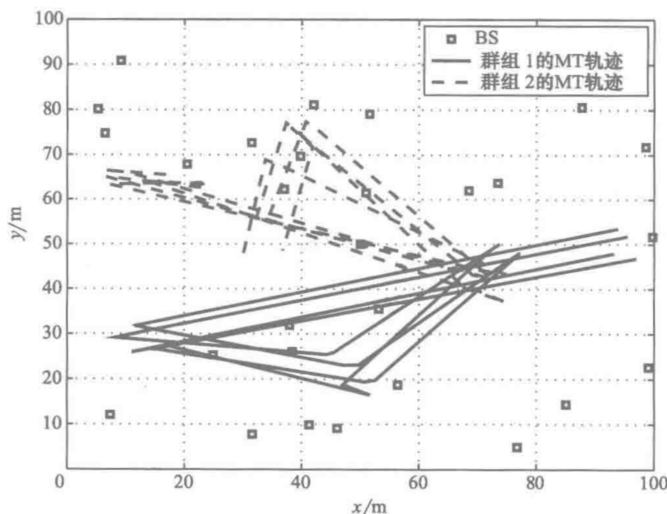


图 7.5 群组移动原则

图 7.6 分别展示了传统非协作定位和协作定位的静态位置估计和基于 EKF 算法的位置跟踪结果 CDF 曲线（参见 2010 年 Mensing 与 Nielsen 的论文和 2010 年 WHERE D2.4 相关内容）。从图中可见，在静态方法中，超过 10% 的 MT 无法定位，例如，由于访问 BS 受限或糟糕的几何布局条件。使用 EKF 算法可以减少这种情况，并且在 90% 的情况中得到的误差在 10m 以下。如果 MT 之间可以进行协作定位，那么该误差可进一步降低到 3m 左右。

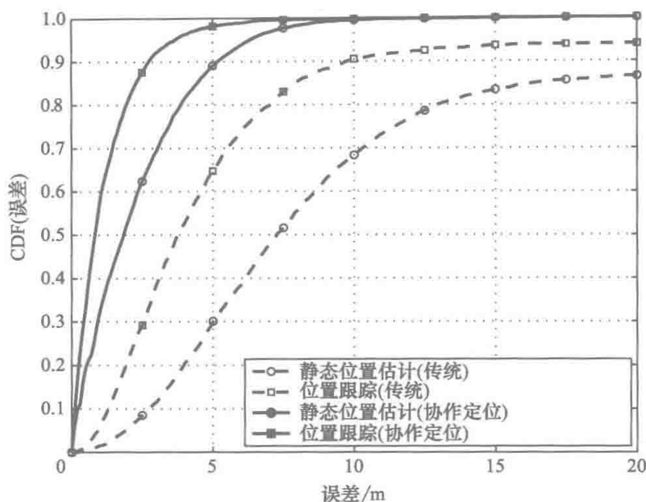


图 7.6　使用静态位置估计和基于 EKF 算法位置跟踪的协作定位

7.3　多径与非视距效应缓解

典型 GNSS 定位主要是基于 LOS 传播的，也就是，GNSS 假定一个 LOS 路径，而 NLOS 传播由于信号太弱，通常难以被检测到。相反，无线通信中的定位通常也包括 NLOS 传播。如前所述，最先进的定位技术通常使用基于时间的信息进行定位。在 NLOS 传播下，偏离影响会被引入到 MT 与 BS 之间的时间测量结果中，这会对整体的定位性能产生显著的影响。在二维定位中，至少需要有三个 BS 被用于定位相关测量，其中，在城市环境中，很多可能都是 NLOS 条件下的情况。对于 GSM 系统，这些环境中的传播分析表明，定时测量中产生的 NLOS 误差可以达到几百米的量级。同样，在当前或今后的系统中，NLOS 误差也将存在类似的误差范围。除了 NLOS 误差，多径传播效应也会使定位性能受限。不过，NLOS 误差总是正值，而多径误差可正可负。

在定时估计算法内部（例如，通过恰当的信道估计算法），是不可能缓解这些影响的，得到的定时估值中会包含一个正值或负值的偏离（由于多径传播），同时，可能还会包含一个额外的正值偏离（由于 NLOS 条件）。两个方法可以被用来应对这一问题。第一个方法，需要有关偏离统计的先验知识。其中，可能还需要获得 MT 与 BS 之间每个链路的 LOS 或 NLOS 条件相关的知识。这些知识可以为我们提供一个恰当的权重或约束设置，以用来改善整体的位置估计（参见 2005 年 Cong 与 Zhuang 的论文、2010 年 Guvenc 等人的论文和 2006 年 Qi 等人的论文）。另一种想法是利用可用测量结果内部的冗余信息。如果获得的定时估计结果比所需的要

多，那么只需使用得到的定时估计结果的子集，就能够计算出中间位置估计的结果。然后，合并这些中间估计结果，并用其丢弃那些异常偏离的野值，确定有偏链路（参见1999年Chen的论文和2004年Riba与Urruela的论文）。需要注意的是，在GNSS中，这一想法被表述为接收机自主完整性检测（Receiver Autonomous Integrity Monitoring，RAIM，参见1996年Parkinson与Spilker Jr. 的论文）。有关这一问题的详细介绍请参见2009年Guvenc与Chong联合撰写的论文。

第8章 系　统

通过对最先进的或是已经标准化的系统（例如，GSM、UMTS 和 LTE）进行调查，发现位置信息在这些系统中并不是非常重要的部分，而是更多地被看作为这些通信系统的附加部分。因此，这些系统只是被设计用来进行通信。然而，受美国联邦通信委员会（FCC）要求的鼓励以及 MT 在无 GPS 情况下对位置信息需求的影响下，这些系统的功能经过扩展，开始允许支持进行独立的定位。

下面我们主要对 2G（Second Generation，第二代）、3G（Third Generation，第三代）以及 4G（Fourth Generation，第四代）移动通信系统中的标准技术进行介绍。各电信标准化组织都致力于将定位技术引入到他们的通信标准中，如 GSM、UMTS、LTE、cdmaOne、CDMA2000、宽带 CDMA（W－CDMA）或 WiMAX 等标准。参与研究 2G 移动通信系统的三大主要标准化组织分别是 ETSI（European Telecommunications Standards Institute，欧洲电信标准协会）、TIA（Telecommunications Industry Association，电信行业协会）和 T1 委员会。其中，T1 委员会由世界电信行业解决方案联盟（Alliance for Telecommunications Industry Solutions，ATIS）资助。而对于 3G 和 4G 移动通信系统标准的制定，则分别由 3GPP、3GPP2（3rd Generation Partnership Project 2，第三代合作伙伴计划 2）和 IEEE（Institute of Electrical and Electronics Engineers，电气和电子工程师协会）开展进行。

在本章中，我们将讨论上述几个标准以及与无线通信中与定位相关的其他系统和标准。首先，我们将在第 8.1 节、第 8.2 节和第 8.3 节中分别介绍 3GPP 蜂窝通信系统 GSM、UMTS 和 LTE。随后，我们在第 8.4 节中研究 IEEE 制定的 WiMAX 和 WLAN 系统。之后，我们将在第 8.5 节中介绍一下短距离通信技术，包括蓝牙、ZigBee、UWB（Ultra Wideband，超带宽）、射频识别（Radio Frequency Identification，RFID）以及近场通信（Near Field Communication，NFC）技术。最后，我们在第 8.6 节中，对用于无线通信定位的各种标准进行简短的回顾，总结全章。

8.1 GSM

第 8.1.1 和第 8.1.2 节介绍了 GSM 系统中与定位相关的系统参数与测量项。在 GSM 标准中，已经就四种定位方法进行了标准化（参见 ETSI 2012a），分别是：定时提前（Timing Advance，TA，参见第 8.1.3 节），增强的测量时间差（Enhanced Observed Time Difference，EOTD，参见第 8.1.4 节），上行链路到达时间（Uplink TOA，UTOA，参见第 8.1.5 节）和辅助 GNSS（Assisted GNSS，AGNSS，

参见第 8.1.6 节）。第 8.1.7 节介绍了几种不同定位方法估计之间的性能差异。

8.1.1 系统参数

本节将简要介绍 GSM 系统参数中能够决定标准定位方法的定位精度的参数。在第 8.1 节中，我们主要关注一些默认的 GSM 参数，见表 8.1（参见 ETSI 2012d、ETSI 2012c 和 ETSI 2013a）。至于其他一些与增强型数据速率 GSM 演进（Enhanced Data Rates for GSM Evolution，EDGE）技术或多用户复用同时隙（Voice Services Over Adaptive Multi-user Channels on One Slot，VAMOS）技术相关的参数，在这里我们不做介绍。

表 8.1 GSM 系统参数

参数	值
调制方式	GMSK(时间带宽积(Bandwidth - TimeProduct) BT = 0.3)
载波间隔	200kHz
码元时长	$\frac{48}{13}\mu s \approx 3.69\mu s$
码速率	1625/6kHz≈270.833kHz
码元/时隙	156.25 码元
时隙时长	576.92μs
TDMA 帧时长	4.6ms
最大 MT 功率	33dBm(GSM 850/900) 30dBm(GSM 1800/1900)
最小 MT 功率	5dBm(GSM 850/900) 0dBm(GSM 1800/1900)
最大 BS 功率	34 ~ 58dBm(GSM 850/900)34 ~ 46dBm (GSM1800/1900)
最小 BS 功率	低于最大 BS 功率 10dB 或 28dB
MT 灵敏度	-102dBm
BS 灵敏度	-104dBm

GSM 可以在多个频段上传输，其中 GSM850、900、1800 和 1900 是应用最广泛的频段。GSM 850 和 900 频段在下行链路（BS 到 MT 之间的通信）和上行链路（MT 到 BS 之间的通信）通信中均使用 25MHz 带宽。GSM 1800（也称为 DCS 1800）和 GSM 1900（也称为 PCS 1900）运行带宽分别为 75MHz 和 60MHz。在上行链路通信中，工作在 GSM 850/900 频段时，MT 的发射功率介于 5 ~ 33dBm，而工作在 GSM 1800/1900 时，MT 的发射功率则介于 0 ~ 30dBm。而对于移动网络运营商来说，当 BS 工作在 GSM 850/900 频段时，BS 的最大发射功率可达到 34 ~ 58dBm；当 BS 工作在 GSM 1800/1900 频段时，BS 的最大发射功率亦可达到 34 ~ 46dBm。而 BS 的最小发射功率相比于其最大发射功率可降低 10dB 或 28dB（可选）。MT 与 BS 的灵敏度分别为 -102dBm 和 -104dBm。

GSM 的码元时长 T_s 等于 48/13μs ≈ 3.69μs，因此，GSM 传输的码速率为 1625/6kHz≈270.833kHz。每个 TDMA（Time Division Multiple Access，时分多址）帧包含 8 个时隙，每个时隙又包含有 156.25 个码元（见图 8.1），一个 TDMA 帧的时长约为 4.6ms。

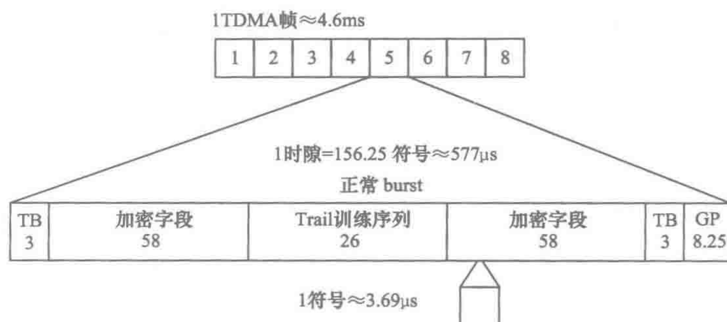


图 8.1　GSM 的 TDMA 帧结构

在每个时隙中，大量码元会突发传输。例如，在图 8.1 中的第 5 个时隙内，包含一个"常规 burst（脉冲）"。常规 burst 依序由三位尾部比特（Tail Bit，TB）、58 位加密数据比特、一个由 26 个码元构成的训练序列、另一个 58 位的加密数据比特，以及位于 burst 末端的 3 位尾部比特和由 8.25 个码元构成的保护间隔（Guard Period，GP）。位于中间的训练序列主要用于信道估计和同步。除了常规 burst，GSM 标准还定义了一种同步 burst，用于确保 MT 与 BS 之间的时间同步。同步 burst 包含一个由 64 个码元组成的扩展的训练序列，该序列包含用于计算当前 TDMA 帧序号和小区 ID（Cell-ID）的信息。

在 GSM 标准中，默认使用的调制方法为高斯最小移频键控（Gaussian Minimum-Shift Keying，GMSK）。GMSK 是由部分响应连续相位调制（参见 2001 年 Stüber 的论文）和相位连续频移键控演变而来的，属于非线性调制方法，其所具有的优点如下：

1）由于 GMSK 具有恒定的包络波形，因此它可以在信号发射时使用高效率的非线性放大器，从而提升功率效率。与其相对的是 QPSK（Quadrature Phase - Shift Keying，正交相移键控），在相位变化中它的包络变化越大，其所需要的高效率线性放大器也就越多。

2）由于 GMSK 在相邻码元之间相位变化比较平滑，因此在 GMSK 中，带外功率得到了明显的降低。例如，图 8.2 对比了在一个时隙中 GMSK 与 QPSK 调制方法的相位变化情况。很明显，QPSK 存在 90°或 180°的相位跳变，而相比之下，GMSK 的相位变化则平缓得多。需要注意的是，在 ±180°处 GMSK 出现的相位变化不连续的现象是由于同相位区间［-180°，180°］之间的映射造成的。从图 8.2b 中可见，相比于 QPSK，由于相位变化非常平滑，GMSK 的带外功率随着频率的增加而快速

降低。因此，来自不同 BS 的相邻载波频率间隔可以尽可能地小，而不会产生小区间干扰，从而提高了整个系统的频谱效率。例如，GSM 的载波间隔仅为 200kHz（参见 ETSI 2012d）。

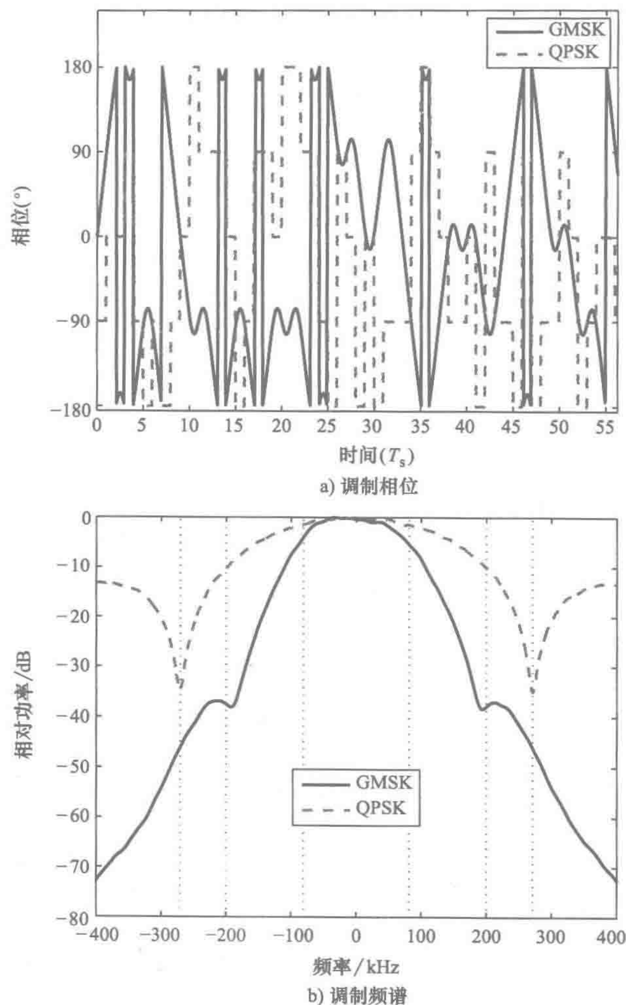


图 8.2　GMSK 与 QPSK 调制方法对比

虽然 GMSK 具有上述优势，但它也存在一些缺点。例如，GMSK 中使用的高斯滤波器会产生码间串扰。因此需要在接收机对码间串扰进行均衡处理，不过这样就增加了数字信号处理的复杂度。

在第 3.2 节中，我们已经介绍了定时估计的 CRLB 与信号频谱之间的关系。从这一关系中可以很清楚地看到，信号带宽和信号能量越大，定时估计的精度就越高。因此，像图 8.2 中的窄带 GMSK 信号的定时估计的精度将非常糟糕。关于这一点我们将在第 8.1.7 节内详细介绍。

8.1.2 测量参数

GSM 标准规范定义了下述四种和距离有关的测量参数：

1）接收的信号方均根（Root-Mean-Square Received Signal，RMS-RX）电平（又称方均根电平）：该值对应于 GSM 中的 RXLEV 参数，被用在 MT 与不同的 BS 之间的切换过程（参见 ETSI 2012e）。在当前上下行信道和广播控制信道（Broadcast Control Channel，BCCH）载波中，使用包含在 TDMA burst 中的训练序列可以测量出接收信号的有效值电平。所有的 BS 设备都会在每一个时隙中，使用固定的发射功率不间断地发射 BCCH。在 MT 的接收机输入处检测到的信号有效电平范围介于 -110 ~ -38dBm 范围之间，而在 BS 的接收机输入处检测到的接收信号有效电平则介于 -110 ~ -48dBm 范围之间，其中使用的检测精度见表 8.2。对于使用接收信号的有效电平参数进行定位，在 GSM 中并没有标准化的定位方法。因为 RMS-RX 电平主要用在切换过程，MT 从正为其服务的 BS 设备那里测量到的 RMS-RX 电平强度是其他相邻 BS 设备 RMS-RX 电平的 6 倍。因此，对于 MT 和 BS 来说，仅可以将 RMS-RX 电平测量用于基于 RSS 的 MT 定位（参见本书第 2.3.2、第 2.3.3 和第 2.3.4 节）。

2）定时提前（Timing Advance，TA）：该测量指标指的是往返时延，并且主要用在 TDMA 帧内，用来确保 MT 上行链路传输的同步（参见第 8.1.3 节）。

3）测量时间差（Observed Time Difference，OTD）和参考时间差（Real Time Difference，RTD）：这些测量指标用于伪同步、同步切换和伪同步切换，以及增强测量时间差定位方法（参见第 8.1.5 节）。

4）TOA：该测量指标主要用于 GSM 的上行链路 TOA 定位方法（参见第 8.1.5 节）。

在随后的 GSM 部分，主要对上述几种标准的定位方法进行介绍。

表 8.2　RMS-RX 电平与精度

RMS - RX 电平/dBm	精度/dBm
-110 ~ -70	±4(MT 与 BS 上)
-70 ~ -48	±6(MT 与 BS 上)
-48 ~ -38	±9(仅在 MT 上)

8.1.3 TA

对于 GSM，定时提前方法是最简单的单机定位技术。在理解这种定位方法之前，先来了解一下 GSM 中使用的多址方案。在同一个下行和上行链路中，GSM 使用 TDMA 技术在多个用户之间共享单一的频率信道。它将顺序时隙分配给各个 MT，达到共享单一频率的目的（参见图 8.1 和图 8.3）。1 个 TDMA 帧包含 8 个时

隙。因此，在一个 TDMA 帧中，最多能够实现 8 个 MT 设备接收和传输数据。

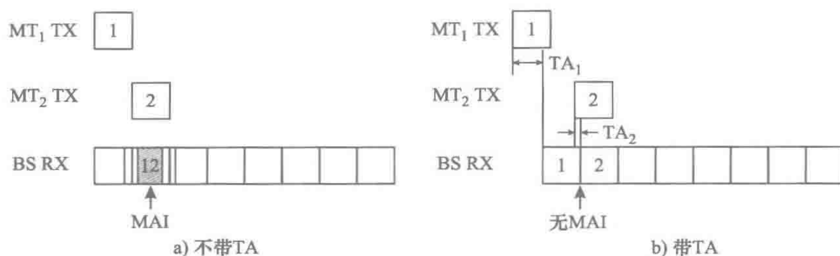


图 8.3 GSM 的定时提前

由于不同的 MT 的位置不同，BS 与每个 MT 之间传播信号的时间也会随着 MT 与 BS 之间距离的不同而变化。因此，可以在 GSM 中引入定时提前方法，确保上行链路内的同步传输，从而避免多址干扰（Multiple Access Interference，MAI），如图 8.3 所示。

BS 能够通过测量每一个接收的 burst 相对 BS 时钟的延时，检测并跟踪其定时提前。例如，为了得到该延时，BS 可以对接收的 burst 与 burst 中包含的训练序列进行关联对比。定时提前以码元时长为单位（也就是 3.69μs），是码元时长的倍数。由于 GSM 需要同步上行链路传输和下行链路传输，因此，定时提前也就是信号往返时延。所以，定时提前能够提供 553m 的空间精度。在 GSM 中，定时提前的变化范围在 0～63 之间。因此，定时提前可以覆盖的最大距离范围接近 35km，这也就是 GSM 系统的小区覆盖最大半径。将基于定时提前的定位估计与小区 ID 或小区扇形部分识别码联合使用进行定位，会得到距离精度为 550m 的圆环范围（对于全向天线）或者圆环的部分范围（对于定向天线）作为确定的位置区域。

8.1.4 增强型观测时间差（EOTD）

对于 GSM 系统来说，基于 TDOA 的定位技术是一种主要的单机定位技术，它也被称为 EOTD。GSM 标准委员会已经在版本 98 和版本 99（3GPP 2001）的位置服务（Location Services，LCS）标准中确定了 EOTD 定位技术。EOTD 是一种基于 OTD 特性的 TDOA 定位方法，OTD 特性是 GSM 进行同步或伪同步切换的过程中涉及的内容。MT 测量从多个 BS 处收到的信号 burst 到达自身的相对时间，然后通过双曲线定位技术检测出 MT 的位置。一般来说，在这一方法中会涉及三种时间参量（见图 8.4）：

1）OTD 是 MT 测量到的从两个不同的 BS 设备接收信号 burst 的时间差。

2）RTD 参数，体现了网络中相关的两个 BS 之间的相对同步关系。

3）GTD（Geometric Time Difference，几何时间差），是在 MT 处测量得到的，两个 BS 设备发出的 burst 之间的时间间隔。

从而，可以得出下述等式关系，即

$$GTD = OTD - RTD$$

图 8.4a 描述了这一关系。

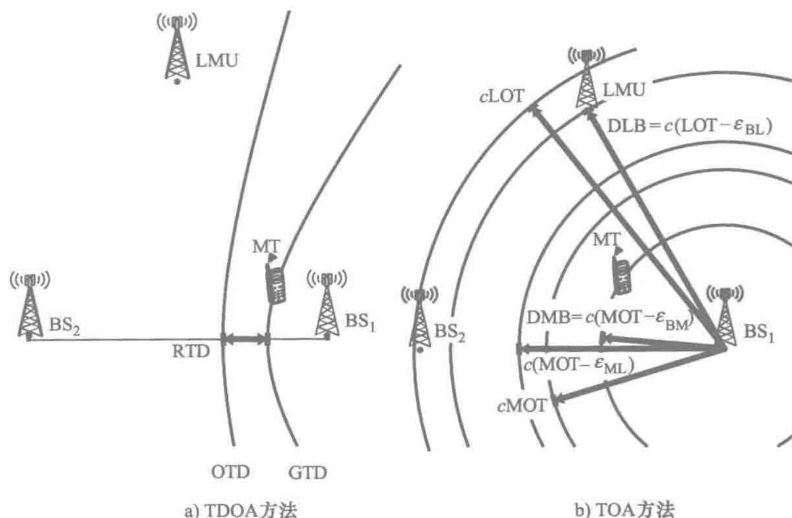


图 8.4 GSM 中的 EOTD

通过检测从多个 BS 设备发出的 burst 脉冲内训练序列字段的到达时间，可以测量出 OTD。在同步网络中，RTD 等于 0，因此 GTD 就等于 OTD。而在非同步网络中，可以利用名为 LMU（Location Measurement Unit，位置测量单元）的功能单元测量出 RTD。其中，LMU 是网络设施中的一部分。因此，LMU 能够确定网络的异步情况并将其提供给 MT 设备。在最好的情况下，EOTD 的测量精度为 1/256 个码元时长，即 14.4ns（参见 ETSI 2012b）。因此，该测量方案的精度近似为 4.32m，其不确定度介于 0 ~ 9m 之间。而且，MT 设备测量出来的定时提前的精度可以达到 1/64 个码元时长，也就是 17.3m。需要注意的是，在这样的精度下，测量定时提前进行定位和测量 OTD 进行定位，与使用测量来自参考 BS 设备的 TOA 和使用测量来自相邻 BS 设备的 TOA 进行定位的效果相类似，也就是说这样会产生两种位置估计结果。因此，为了确定正确的 MT 位置，还需要再进行另一个独立的参量的测量，例如，一个进一步的 OTD 测量。

在 EOTD 方案中，另一种测量方法是测量信号从 BS 到达 MT 与网络节点 LMU 的到达时间，其中使用到的参量如下：

1）MOT：BS 信号到达 MT 的测量时间，以手机内部时钟为准。

2）LOT：BS 信号到达 LMU 的测量时间，以 LMU 的内部时钟为准。

3）ε_{BM}：MT 内部时钟与 BS 内部时钟之间的时间偏移。

4）ε_{BL}：BS 内部时钟与 LMU 内部时钟之间的时间偏移。

5）ε_{ML}：MT 内部时钟与 LMU 内部时钟之间的时间偏移，可由下式得出，即

$$\varepsilon_{ML} = \varepsilon_{BM} - \varepsilon_{BL} \tag{8.1}$$

6）DMB：MT 到 BS 之间的距离。

7）DLB：LMU 到 BS 之间的距离。

上述各参量之间的关系如图 8.4b 所示。因此，使用式（8.1）从上述测量参量可得到下述结果，即

$$\begin{aligned} \text{DBM} - \text{DLB} &= c(\text{MOT} - \varepsilon_{BM} - \text{LOT} + \varepsilon_{BL}) \\ &= c(\text{MOT} - \text{LOT} - \varepsilon_{ML}) \end{aligned}$$

对于每一个 BS 设备，都适用于这些参量关系。不过，由于上式中存在三个未知参量，二维的 MT 位置与时钟偏移 ε_{ML}，因此至少需要三个 BS 设备才能够利用上式得到唯一解：参见本书第 4.2 节。

通常，EOTD 方法最少需要三个不同位置的 BS 设备，并且这些 BS 都可以被 MT 检测到。检测到的 BS 越多，则测量得到的位置精度也就越高。如在 2001 版 3GPP 规范给出的一般 EOTD 方法实现中，LMU 与 BS 的比例介于 1:3 ~ 1:5 之间。

8.1.5 上行链路到达时间（UTOA）

同样，GSM 标准也对利用 TOA 参量定位进行了定义和标准化规定，也就是所谓的基于 UTOA（Uplink Time of Arrival，上行链路到达时间）网络定位方法。

该定位方法是通过在网络设施中三个及以上的 LMU 处，测量 MT 发送的已知信号脉冲的 TOA 来实现的。该已知信号是一个包含训练序列的已知脉冲，它即可以是常规脉冲，也可以是 MT 发射的执行异步切换的访问脉冲。

与常规脉冲相比（见图 8.1），访问脉冲包含位于首部的 8 个尾部比特（TB）、41 个码元长度的训练序列、36 个数据比特，以及位于尾部的另外 3 个尾部比特和一个 68.25bit 长度的保护间隔。访问脉冲中更长的训练序列与保护间隔，使得位于蜂窝移动服务小区之外的 LMU 能够测量来自 MT 的信号 TOA 更为精确，这也是访问脉冲相比于常规脉冲的优势所在。LMU 测量并上报的 TOA 精度可以达到 4ns。

网络节点对信号测量完毕后，使用 TDOA 方法探测 MT 的位置。因此，需要计算至少两对 TOA 信号的时间差，然后再根据 TDOA 方法基于双曲线定位技术得出 MT 的位置。因此，UTOA 是结合 TOA 与 TDOA 的一种混合定位方法。其位置计算或导航方程的解法与在 EOTD 中使用的方式相同。唯一不同的是，基于 UTOA 定位方法中的计算是在网络设施节点上进行的，而 EOTD 定位方法中的计算是放在 MT 上进行的。

由此可见，与 EOTD 相比，UTOA 通过相干和脉冲均衡处理可以更加高效地降低噪声和干扰（参见 3GPP 2001 年相关文档）。

8.1.6 AGNSS

GNSS 是基于定位与导航目的而部署的卫星系统（参见本书第 1.2 节）。例如，目前正在运行，以及不久后将要部署的此类系统包括 GPS 以及它的各种改进版，

像 GLONASS、Galileo、WAAS、EGNOS、MSAS 和 GAGAN。而 AGNSS（Assisted GNSS，辅助全球卫星导航系统）方法主要用于改进 GNSS 的性能：

1）更短的首次定位时间。

2）在城市峡谷或室内环境中，能够更好地接收微弱信号，尤其对于蜂窝移动通信类型的天线。

3）通过降低信号采集时间降低功耗。

AGNSS 的主要原理是建立一个 GNSS 参考网络或与其类似的广域 DGNSS 网络，接收机在其中能够获得开阔无遮挡的空中视野。此类参考网络作为附属连接到蜂窝移动网络设施上，持续地监控着卫星的实时状态，并对外提供各种定位相关的数据，包括近似的 MT 位置（或 BS 位置）、卫星可见性、卫星星历、时钟校正、多普勒修正，以及每个卫星的码相位等辅助数据。这些辅助数据被按需传输到 MT 或网络节点上，实现设备定位功能的快速开启以及增加定位灵敏度。当检测到可用卫星信号时，伪距测量值就会被传送到网络中用于定位计算，或直接被 MT 用来计算其当前位置。而且，其他的辅助数据，例如实时完整性信息、DGNSS 修正、卫星历书、电离层时延，以及协调世界时（Coordinated Universal Time，UTC）偏移也会被一同传输到网络。

目前，可支持两种基本方式：

一种是 MT 辅助（MT - Assisted）方式，它将 GNSS 接收机的大部分功能转移到网络处理器上。该方法需要在 MT 中至少具有一个用于测量的 RF 段的天线和基带处理器。此类测量主要通过复制码元并将其与接收的 GNSS 信号相关处理来实现。借助 AGNSS，辅助消息被发送给 MT 设备。该消息的内容主要由时间、可见卫星列表、卫星信号多普勒、码相位，以及其搜索窗口或估计的手持设备位置与星历。多普勒和码相位的有效期一般为几分钟，而星历数据的有效期则约为 2 ~ 4h。伪距数据被 MT 设备发送回给网络，然后，由位置服务器估算出 MT 设备的位置。此外，在网络侧的 DGNSS 中还可以对伪距数据或最终结果使用差分校正方法进行处理，从而提高位置精度。

另一种是基于 MT（MT Based）方式，该方式将完整的 GNSS 接收机功能整合到手持设备中。在启动阶段，就必须将卫星轨道情况（也就是星历）提供给 MT。例如，对于 GPS 来说，该数据的有效期为 2 ~ 4h，并且可被扩展为覆盖全部的 GPS 卫星可见时长，即长达 12h。为了获得更好的定位精度或更长的星历周期，可向 MT 发送 DGNSS 差分校正数据。最终的 MT 位置由 MT 计算得出。此时，若网络需要，可将该估计得出的 MT 位置信息发送到网络中。

8.1.7 克拉美罗下限

本节主要介绍在 GSM 中使用的基于 CRLB 的精确估计方法和几种不同类型的测量量。

8.1.7.1 蜂窝环境搭建

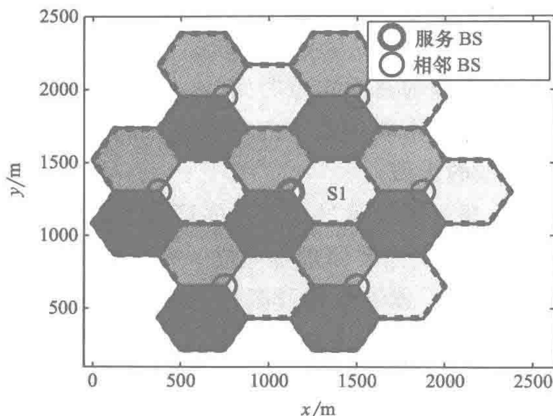


图 8.5 移动蜂窝网络布局：每个服务小区拥有 6 个相邻小区和三个六边形扇区

移动蜂窝网络环境搭建形式如图 8.5 所示。在每 7 个 BS 设备覆盖的小区中，由于 BS 使用三个扇形天线，因此其覆盖的每个小区均被划分为三个六边形扇区。这种扇形天线（见图 8.6）的覆盖角度接近 120°，拥有一个功率为 3dB、约 70°的波束宽度，并且能够获得最大为 14dBi 的天线增益。在每个扇区中，BS 能够发射的最大功率为 43dBm。任意两个 BS 之间的内侧距离为 750m。在图 8.5 中，MT 的位置被随机放置在服务中的 BS（也就是图中的灰色圆圈标识的 BS 设备）对应的扇形区域 S1 的中心。为了能够得出图 8.6 中的 CRLB 数值，本文在扇形区域 S1 中为 MT 设备随机选取了 5×10^5个位置。为能够更好地与后面介绍的系统进行比较，本节选取 GSM 系统的发射载波频率为 $f_c=2\text{GHz}$，并将 MT 设备的最小接收灵敏度设置为 −102dBm（见表 8.1）。

8.1.7.2 信道模型

在我们的分析和仿真中，需要有一个能够提供多链路能力的信道模型。欧盟 WINNER 项目（IST-2003-507581 WINNER 2007）中开发的一些此类模型，可以提供上述能力。WINNER 模型基于散射簇多径建模。除了小尺度衰落外，即频率选择性衰落，这些模型还可用于对一些大尺度影响效果参数进行分析建模，例如，包括传播/分布延迟、传播/分布离开角度、传播/分布到达角度、阴影衰落以及莱斯因子等。

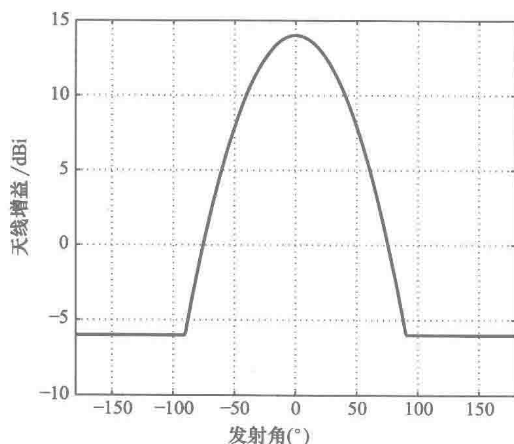


图 8.6 BS 发射天线模式

这些影响参数在很大程度上依赖于传播环境，并且已经被用在各种环境场景中进行建模。WINNER 模型支持的上述参数包括延迟分布尺度、交叉极化、簇数量、簇到达/离开传播角度、每簇阴影、大尺度参数自相关、大尺度参数互相关以及每簇波数。

在我们的仿真中，我们主要使用 WINNER II 典型城市宏小区信道模型 C2（参见 IST-2003-507581 WINNER 2007 年相关文档）。该模型描述了一种移动速度为 0 ~ 120km/h、载波频率范围介于 2 ~ 6GHz 的典型城市宏小区场景。该场景中，移动台被放置在室外街道中，并同时提供了 LOS（视距）与 NLOS（非视距）混合传播条件，其中出现 LOS 传播条件的概率依赖于 MT 与 BS 之间的距离情况。链路本身的 LOS 或 NLOS 传播条件状况会进一步影响模型的其他部分，例如像路径损耗模型。在下一节中，我们将使用 C2 模型对现实中每个 MT 位置的 PL、SF 以及多径情况进行预测（参见 IST－2003－507581 WINNER 2007 年相关文档）。

8.1.7.3　仿真结果

图 8.7 绘制了定位 CRLB 概率 P [CRLB (x) $\leqslant \sigma_x$] 与变量 σ_x 之间的 CDF 函数曲线，即在横坐标轴上 CRLB (x) 比标准差 σ_x 小的概率。由于 CRLB 的偏差被假设为无偏估计量，因此 σ_x 等效于方均根误差（RMSE，参见本书第 4.5.1 节）。值得注意的是，由于我们假设所有的 BS 之间实现完美同步、相对良好的 BS 几何定位、从不同的 BS 接收的信号不存在干扰以及已经得到全部的多径信道参数，因此可以认为该定位 CRLB 的分析在定位精度方面已经是最完美的场景情况。其中，已知的多径信道参数包括振幅和相对延时，以及在首个接收路径中由 NLOS 传播引发的任何额外的延时。实际上，由于这些假设无法实现上述理想情况，因此实际的定位误差可能会比上述这些 CRLB 高出 2 ~ 4 个数量级。不过，我们可以通过利用上述分析实现对不同类型的测量量与通信系统之间进行比较。

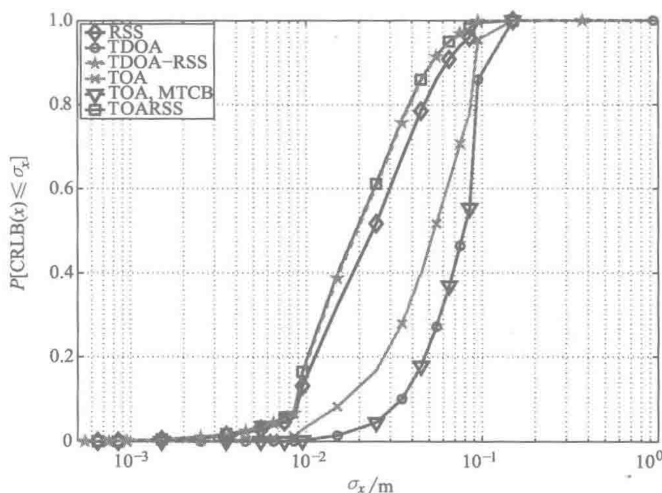


图 8.7　GSM 中不同测量结果下的二维定位 CRLB 的 CDF

在上述这些假设的情况下，不论之前提到的哪种类型的测量量，定位误差的标准差几乎肯定都低于 15cm。由于 GSM 传输的是窄带信号（见图 8.2b），所以无论使用带有或不带有 MT 时钟偏移（MT Clock Bias，MTCB）的 TDOA 和 TOA 测量量

得到的定位误差都会比使用 RSS、TDOA-RSS 或 TOARSS 测量量得到的定位误差大。使用混合 TOARSS 测量量得到的定位精度最好，使用混合 TDOA-RSS 测量量次之，尽管混合 TDOA-RSS 的 MTCB 可以为 0。需要注意的是，测量量 TOARSS 或者 TDOA-RSS 分别需要同时测量 TOA 与 RSS 或者 TDOA 与 RSS（参见 2012 年 Sand 等人的论文）。正如预期，测量量 TDOA 和 TOA 的 CRLB 都带有 MTCB（参见 2006 年 Urruela 等人的论文）。当 CEP 分别为 67% 和 95%（参见本书第 4.5.3 节）时，测量量 TOARSS 或 TDOA-RSS 定位误差分别低于 2.9cm 和 6.6cm，而 TDOA 的定位误差则分别低于 8.9cm 和 13cm。因此，在 GSM 系统中，同使用单一的测量量 TDOA 相比，测量量 TOARSS 和 TDOA－RSS 的定位精度能够提高 2～3 倍（见表 8.3）。

表 8.3　GSM 系统中定位 CRLB 的 CEP_x 与不同的测量量对比值

（单位：cm）

CEP_x	RSS	TDOA	TDOA－RSS	TOA	TOARSS
$x=67\%$	3.5	8.9	2.9	7.1	2.9
$x=95\%$	8	13	6.6	9.5	6.5

8.2　UMTS

在 UTRAN（UMTS terrestrial radio access network，UMTS 陆地无线接入网）中，MT 被称作 UE（User Equipment，用户设备），BS 被称作 node B（节点 B）。通常，UTRAN 有两种工作模式：FDD（Frequency-Division Duplex，频分双工）和 TDD（Time-Division Duplex，时分双工）。最初的原版标准规范则是基于 FDD 模式开发的。

在 UTRAN 中，已经定义了四种定位技术（参见 ETSI 2012j）：基于 Cell-ID、测量 TDOA（OTDOA）、上行链路 TDOA（UTDOA）和 AGNSS 方法。根据“TSG-RAN 2001”，除了 MT 辅助 OTDOA 方法外，上述这些定位方法在 MT 中都是可选的。接下来，本节将详细介绍基于 Cell-ID 和增强 Cell-ID（Enhanced Cell-ID，E-CID）的定位方法以及 OTDOA 定位方法。由于 UMTS 中的 AGNSS 和 UTDOA 定位方法与 GSM 中的区别不大，所以本节不对这两种方法进行介绍，相关内容建议读者参考第 8.1.5 和第 8.1.6 节内容。

8.2.1　系统参量

本节将简要介绍 UMTS 中的几种系统参量，这些参量能够决定上述标准化定位方法能够获得的定位精度。在第 8.2 节中，我们主要关注表 8.4 中总结的几种 UMTS FDD 参量（参见 ETSI 2013i）。需要时，我们也会介绍在 UMTS TDD 中这些参量的不同之处。

表 8.4 UMTS FDD 的系统参量

参数	值
调制方式	QPSK,8-PSK（1.28 Mchip/s 可选 TDD), 16-QAM(HSDPA，HSPA+),64-QAM(HSPA+)
脉冲波形	根升余弦信号
滚降系数	0.22
载波间隔	5MHz
扩频编码长度	4～256 码片,下行链路同样 512 码片
码片时长	260.42ns
码片速率	3.84Mchip/s
码片/帧	38400 或 256
帧时长	10ms 或 66.7μs
最大 MT 功率	21～33dBm(UMTS 2100 波段) 21～24dBm(所有其他波段)
最小 MT 功率	< 50 dBm
最大 BS 功率	无上限设置(广域 BS) 38 dBm(中等范围 BS) 24/20 dBm(局部区域/家庭 BS)
最小 BS 功率	比最大 BS 功率至少低 28 dB
MT 灵敏度	-117～-114 dBm
BS 灵敏度	-121 dBm(广域 BS) -111 dBm(中等范围 BS) -107 dBm(局部区域/家庭 BS)

UMTS FDD 可以使用 17 对频率波段进行传输（参见 ETSI 2013I)。在这些频率波段中，表 8.5 中列出的 UMTS FDD 波段Ⅰ、Ⅱ、Ⅳ、Ⅴ和Ⅶ被广泛地部署和使用(参见 Wikipedia 2013b)。与 GSM 不同，UMTS 主要使用线性调制方案，即 M-ary PSK（M 进制 PSK 调制方式）或 QAM（Quadrature Amplitude Modulation，正交幅度调制)。通过使用码片速率为 3.84Mchip/s、滚降因素为 0.22 的根升余弦脉冲对发射的码元进行过滤，如图 8.8 所示，它描述了 UMTS FDD 中得到的平均调制频谱。±2.5MHz 和 ±1.92MHz 处的垂直虚线标出了半个载波间隔频率和 3dB 的截止频率。在 ±2.5MHz 处，UMTS FDD 的频谱功率降幅超过了 35dB。而对于 UMTS TDD 的调制频谱来说，相比于 UMTS FDD 唯一的变化就是码片速率，UMTS TDD 的码片速率可以是 1.28Mchip/s、3.84Mchip/s 或 7.68Mchip/s。因此，对于 UMTS TDD 来说，载波间隔和主信号带宽为 1.6MHz、5MHz 和 10MHz。

表 8.5　广泛部署和使用的 UMTS FDD 频段

工作频段	频段/MHz	上行链路频率/MHz	下行链路频率/MHz
I	2100	1920 ~ 1980	2110 ~ 2170
II	1900	1850 ~ 1910	1930 ~ 1990
IV	1700	1710 ~ 1755	2110 ~ 2155
V	850	824 ~ 849	869 ~ 894
VIII	900	880 ~ 915	925 ~ 960

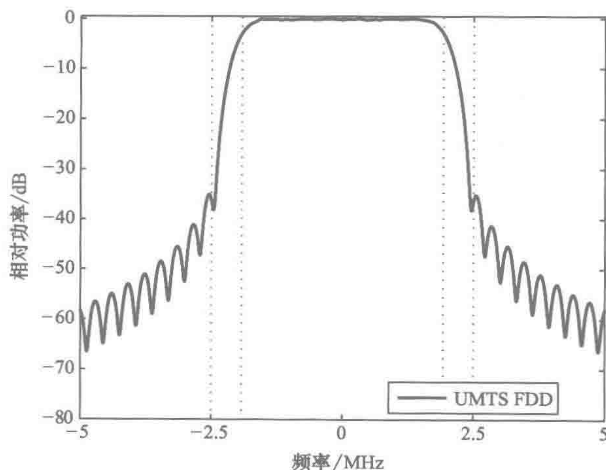


图 8.8　UMTS FDD 调制频谱

UMTS 通过使用 CDMA 进行扩频实现多用户通信。在下行链路中，扩频编码长度在 4 ~ 512 个码片之间变化。当码片速率为 3.84Mchip/s 时，码片时长为 260.42ns。一个 UMTS FDD 帧由 256 或 38400 个码片组成，其持续时长为 66.7μs 或 10ms。根据 UMTS 标准规范定义，最大的 MT 发射功率变化范围为 21 ~ 33dBm，这取决于 UMTS 所使用的频段。最小的 MT 发射功率则低于 50dBm。同样，对于工作在不同的频段下，MT 接收机最大的接收灵敏度被规定在 − 117 ~ − 114dBm。而对于 BS 的发射功率和最大的接收机灵敏度来说，UMTS 标准则定义了三个等级：广域 BS、中等范围 BS 和局部 BS 或家庭 BS。

8.2.2　测量项

UMTS 标准定义了下述四种与距离相关的测量项：

1）接收信号码功率（Received Signal Code Power，RSCP）：这些参量被用于越区切换过程、下行链路或上行链路中开环功率控制以及频段中每功率密度码片接收能量的计算，即信号干扰噪声比（Signal to Interference and Noise，SINR）和路径损耗（参见 ETSI 2013j 和 ETSI 2013k）。对于 FDD，公共导频信道（Common Pilot

Channel，CPICH）的 RSCP 测量的是主 CPICH 中接收到的一个信号码的功率。而对于 TDD，主公共控制物理信道（Primary Common Control Physical Channel，P-CCPCH）的 RSCP 测量的是 P-CCPCH 中接收到的一个信号码的功率。UTRAN RSCP 仅用于 TDD 在 BS 处测量专用物理信道（Dedicated Physical Channel，DPCH）、物理随机接入信道（Physical Random Access Channel，PRACH）和物理上行链路共享信道（Physical Uplink Shared Channel，PUSCH）等信道内接收到的一个信号编码的功率（参见 ETSI 2013k）。CPICH、P-CCPCH 和 UTRAN RSCP 测量量映射为 UMTS 系统中的 CPICH_ RSCP_ LEV、P-CCPCH_ RSCP_ LEV 和 RSCP_ LEV 参数。根据表 8.6 指定的精度，对于 CPICH 和 P-CCPCH，从接收机输入处测量得到的 RSCP 范围应当在 -120 ~ -25dBm 之间，而对于 UTRAN，测量得到的 RSCP 则应在 -120 ~ -57dBm 之间。在 UMTS 系统中，与 RSCP 有关且已经标准化了的定位方法是 E-CID（参见本书第 8.2.3 节）。

表 8.6 常规条件下，RSCP 水平与精度

信道	RSCP/dBm	精度/dBm
CPICH 与 P - CCPCH	-94 ~ -70 -7 ~ -50	±6 ±8
UTRAN DPCH,PRACH,PUSCH 等	-105 ~ -60	±6(只在 BS 上)

2）OTD：Type 2 型 SFN-SFN OTD（SFN-SFN OTD Type 2）被用于位置服务，它通过系统帧序号（System Frame Number，SFN）来确定两个小区之间的时间差。当 RSCP 大于 -94dBm 时，UE 测量到的 Type 2 型 SFN-SFN OTD 的精度为 ±0.5或 ±1 码片。Type 2 型 SFN-SFN OTD 参量对应于 T2_ SFN-SFN_ TIME 参数，且其范围在 -1280 ~1280 码片之间，阶变步长为 0.0625 码片。这也就相当于定位时间分辨率为 16.3ns 或者定位精度分辨率为 4.9m。在 UMTS 系统中，已经将 OTD 定位方法进行了标准化规范（参见本书第 8.2.3 节）。此外，在 UTRAN 中，LMU 能够测量 SFN-SFN OTD 参量，并通过它实现对 RTD 参量的估计。

3）RTT（Round-Trip Time，往返延时）与 PRACH 传播延时：对于 FDD，在 ETSI 2012h 中已经对 RTT 和 PRACH 传播延时这两个参量进行了标准化规范。RTT 参量，需要综合利用 BS 和 Type 2 型 UE Rx-Tx 时差参量（UE Rx-Tx time difference Type 2，该参量对应于 UE 的处理时间），实现对 RTT 的估计。而将 PRACH 传播延时参量定义为 PRACH 接入过程中测量的单向延时。RTT 测量结果的精度为 ±0.5 码片，而 PRACH 传播延时测量结果的精度为 ±2 码片。RTT 上报测量结果的阶变步长为 0.0625 码片，其对应的空间分辨率为 4.9m。与 RTT 相反（参见第 8.2.3 节和第 8.2.4 节），在 UMTS 系统规范的定位方法中并没有对 PRACH 传播延时参量进行标准规范。在 TDD 中，TA 或 RX 时间偏移量取代了 Type2 型 UE Rx-Tx 时间差，用来计算往返延时。

4）AOA：ETSI 2012i 为 1.28Mchip/s 的 TDD 模式定义了一种到达角测量量，

作为用户相对于基准方向所估计的角度。AOA 的基准方向为正北，逆时针方向定义为正。AOA 由 BS 天线相对于 MT 的上行链路决定。依赖于 UTRAN 的精度等级（参见 ETSI 2013k），得到 AOA 的精度范围介于 ±1° ~ ±180°，上报阶变步长为 0.5°。UMTS 系统中定义的定位方法 E-CID 和 OTDOA 已经引入了 AOA，并对其进行了标准化规范（参见第 8.2.3 节和第 8.2.4 节）。

随后两节将详细介绍基于 Cell-ID 和 E-CID 的定位方法，以及 OTDOA 定位方法。由于 UMTS 中的定位方法 AGNSS 和 UTDOA 与 GSM 系统中的这两个方法并无明显不同，因此 UMTS 中的这两种方法将不做详细介绍，读者可参考第 8.1.6 节和第 8.1.5 节。

8.2.3 Cell-ID 与增强型 Cell-ID

3GPP 中提到，借助 Cell-ID 方法能够粗略地计算出 MT 在网络中的位置。换句话说，MT 的位置可以基于服务中 BS 的覆盖信息估算出来。这些信息可以通过寻呼、位置区域更新、小区（cell）更新、UTRAN 注册区域更新或路由区域更新获得。虽然该定位方法对于网络来说是可选的，但是应当实现这一方法，将其作为默认的定位方法。这样，当 OTDOA 或 AGNSS 定位失败时，就可以使用该方法得到 MT 相对于网络的近似位置信息。

根据 MT 的运行状态，可能还需要一些附加的操作以便服务 BS 能够确定 Cell-ID 信息。当服务 BS 收到来自核心网的位置服务请求时，它会检查目标 MT 的状态。如果 MT 所在的运行状态中无法获得 Cell-ID 信息，服务 BS 就会对目标 MT 进行寻呼，以便服务 BS 能够建立小区供目标 MT 连接。如果服务 BS 可从目标 MT 所处的状态中获得 Cell - ID 信息，则该信息将被用作 MT 定位中。在软切换的情况下，MT 可能会连接着不同的小区，拥有多个信号分支，此时 MT 可能会上报不同的 Cell-ID 信息。服务 BS 需要结合这些 MT 连接的小区信息，以确定一个恰当的 Cell-ID。最后，该服务 BS 还应当将 Cell-ID 映射成地理坐标或一个对应的服务区域标识，然后再将这些最终得出的位置信息由 UTRAN 发送到核心网。

因此，基于 Cell-ID 的定位方法能够确定 MT 的位置，无须考虑 MT 的运行模式，即连接在小区或空闲。不过，如果不使用额外的测量量，这种定位方法的定位误差会同小区的覆盖区域一样大。例如，超微移动蜂窝的小区覆盖区域半径为 150m，而大型移动蜂窝的小区覆盖半径则可达 30km。

为了提高定位服务的精度，服务 BS 还可以从其他 BS 或 LMU 请求额外的测量量（参见 ETSI 2012j）。这些测量量最初定义在软切换中，现在已经被用来作为 E-CID 方法中定义的参量。在 FDD 模式中，RTT 可被用来作为另一种形式的小区半径，从而进一步限制小区的覆盖范围。RTT 是从向 MT 发送 DHCP 帧开始到从 MT 的上行链路接收到与 DHCP 帧对应的上行数据之间的时间差。在 FDD 模式中要想获得更好的精度，需要将 RTT 与 Type1 型（强制使用）或 Type2 型（可选使用）

MT 接收 - 发送时间差（MT Receiver-Transmitter Time Difference）参量结合使用，确定 BS 到 MT 的距离。Type1 型 MT 接收 - 发送时间差指的是在 MT 上行链路中从 DPCCH（Dedicated Physical Control Channel，专用物理控制信道）或 DPDCH（Dedicated Physical Data Channel，专用物理数据信道）帧被发送开始，到在第一个检测路径中下行链路 DPCH 帧到达时结束，两者之间的时间间隔。Type1 型与 Type2 型之间主要的差别在于测量分辨率和参考接收机路径或第一个检测的路径。Type2 型的分辨率更高些，其精度为 ±1 码片，取代了之前的 ±1.5 码片精度。而且，其参考路径必定是所有 MT 检测到的路径中第一个被检测到的路径。相反，Type1 型中的参考路径只是解调过程中使用过的路径。

在 TDD 模式中，可以使用接收定时偏移。接收定时偏移指的是首次检测上行路径 BS 内，各时隙的起始时刻（由该 BS 的内部定时决定）与被接收的时刻之间的时间差值。该测量值被上报给上层处理，计算出定时提前并将其发送给 MT。这一过程类似于 GSM 系统中的 TA（定时提前）。由于自适应或智能天线已经被指定为 BS 的特性，因此在 1.28Mchip/s 的 TDD 模式中，可以使用 AOA 进一步改进 Cell-ID 的性能（参见 ETSI 2012j）。

除了使用 RTT 的 E-CID 外，ETSI 2012j 还定义了一种使用 RSS 测量量的 Cell-ID 方法，即使用路径损耗及其相关量或 RFPM（RF Pattern Matching，射频模式匹配）的 Cell-ID 方法。其中，可被使用的 MT 测量量有 CPICH RSCP、每码片 CPICH 接收能量（频带内功率密度 E_c/N_0）以及路径损耗（dB）。例如，RFPM 同时使用基于 RSS 的测量量（如 CPICH-RSCP）和基于定时的测量量（如 RTT），并将它们作为对 Cell-ID 的补充。不过，附加路径损耗和与其相关的测量量的 Cell-ID 定位方法需要依赖于这些测量值同距离相关的无线传播模型之间的解析关系，而附加 RF-PM 的 Cell-ID 定位方法则并不认为它是一种简单的解析关系（参见第 2.3.3 节）。相反，它需要搜索数据库寻找最佳匹配，才能得出最有可能的位置结果。

8.2.4　OTDOA

在 UMTS 中，3GPP 还定义了 TDOA 定位方法。在 OTDOA（Observed Time Difference Of Arrival，测量到达时间差）中，MT 的位置使用三边测量法确定（参见第 4.2 节）。针对 OTDOA 主要定义了两种定位：MT 辅助 OTDOA 方法和基于 MT 的 OTDOA 方法。

由于这些测量值主要基于来自 BS 的信号，因此对网络或 MT 来说这些 BS 的位置信息是十分重要的。如果 UTRAN 中的发射机不是同步模式，则应像 2G 系统那样，由 SFN 提供 RTD 信息。这也被称作 SFN-SFN OTD。获得这些测量值的一种方式是部署 LMU，由它们处理位于网络中固定位置的所有本地发射机的定时测量值。这些测量值将被转换成 RTD 信息并发送给 MT 或网络位置实体，用来进行位置计算。此外，MT 还需要测量 SFN-SFN OTD，用其确定两个小区之间的时间差，作为

TDOA。这里定义了两种类型，Type1 用于软切换，Type2 则用于定位。两种类型之间主要区别在于 Type 2 同时适用于空闲和连接两种模式，而 Type 1 只支持同频测量且不支持连接模式下的跨频测量。因为 TDD 模式下的 BS 通常是同步的，因此 RTD 一般为常量。同样在 FDD 中，如果相关小区是同步的，那么也没必要测量 RTD。在 FDD 模式下，可以利用 RTT 和接收机-发射机时间差改进 OTDOA 测量的性能。而在 TDD 模式下，也可使用接收机时间偏差来改进这一性能。由于已经规定将自适应天线和智能天线作为功能特性，因此还可使用 AOA 进一步提升 OTDOA 的测量性能（参见 ETSI 2012j）。

UTRAN 下的 OTDOA 定位方法也存在一些问题，例如，FDD 模式下的可测性问题和 BS 不同步问题以及糟糕的 BS 相对几何位置问题。其中，可测性问题主要发生在 MT 非常靠近其服务 BS 的情况下，此时它会阻碍相同频率的其他 BS 信号的接收。由于 MT 必须接收至少来自三个 BS 的信号才能够进行位置处理，因此这是一个很严重的问题。对于 BS 不同步的问题，它会导致 TDOA 测量值具有明显的不确定性。而对于 BS 的几何位置问题来说，有问题的 BS 的位置会影响到位置确定的可用性和质量。例如，在一条很长且笔直的高速公路上，由于 MT 用到的 BS 可能只是简单地沿着一条直线排列，这可能就会导致 OTDOA 定位方法无法工作。

为了改进相邻 BS 的可测性，定义了一个名为 IPDL（Idle Period Downlink，下行链路空闲周期）的选项。在这种方法中，每个 BS 会中断自己的传输，从而空出一个很短的时间周期，即空闲周期。在一个 BS 的空闲周期内，位于该小区内的 MT 会测量其他 BS，从而缓解可测性问题。通过在 BS 与 MT 之间使用信令，MT 就可以得知 IPDL 何时出现，以此安排对时间差的测量。由于 IPDL 方法主要基于下行链路工作，因此对于大量 MT 并存的情况，这一位置服务方法能够被有效地提供。

对于 MT 辅助 OTDOA 方法来说，参考小区信息和相邻小区信息是由 UTRAN 到 MT 基本的信息要素或辅助数据。而对于基于 MT OTDOA 方法来说，这种基本的信息要素或辅助数据则包括参考和相邻小区信息以及这些小区的所属 BS 的位置信息。MT 辅助 OTDOA 方法对 MT 来说是必须具备的，但对于 UTRAN 来说则作为可选功能。而基于 MT OTDOA 方法无论对 MT 还是 UTRAN 来说都属于可选功能。需要注意的是，基于 MT 的 OTDOA 方法的下行链路信息要素长度要长于 MT 辅助 OT-DOA 方法的这一信息要素长度。相反，基于 MT OTDOA 方法的上行链路信息要素长度则相对短些。因为，基于 MT OTDOA 方法只需上报 MT 的位置信息，而 MT 辅助 OTDOA 方法需要上报 TDOA 测量结果。

8.2.5 UMTS 与 GSM 比较

比较 GSM 与 UMTS，类似的特征在 3G 和 2G 标准中都有包含。为了降低网络基建投资，可以实现一种共享位置服务器，支持 MT 在 2G 和 3G 网络中运行。

不过 GSM 与 UMTS 的蜂窝时间基准通常是不同的。在 GSM 中，蜂窝网络时间

可以用广播控制信道载波、BS识别码、帧编号、时隙编号以及bit位号来表示。而对于UMTS，则可用小区帧的UTRAN-GPS时间、主公共导频信道信息以及SFN来表示。蜂窝与GPS之间的不确定性主要体现在GSM模式下的GPS基准时间不确定性（GPS Reference Time Uncertainty）和UMTS模式下的SFN周时间不确定性（SFN-Time-Of-Week Uncertainty）。在UMTS中，可以提供附加的网络时间与蜂窝时间之间的漂移率。

由于在GSM和UMTS的MT的内部无法获得精确的时间信息，因此在这些标准协议中包含了一些方法可以将精确的时间提供给GSM/UMTS手持设备（参见ETSI 2012j）。在异步的GSM或UMTS网络中传输精确时间，需要使用LMU。在AGNSS中，LMU被用来测量服务BS发出的蜂窝帧与GNSS时间之间的关系，并且将该信息周期性地发送给网络服务器。网络服务器收集这些时间戳信息，并为每一个BS维护一个小区定时与GNSS时间关系的数据库。随后，网络服务器将这些信息发送给MT。不过，对于网络运营商来说，在网络中安装部署LMU是非常昂贵的。因此，GSM或UMTS标准允许MT执行LMU功能（参见ETSI 2012j）。在这个意义上，收到位置请求之后，MT会将蜂窝时间与GNSS时间的关系信息上报到网络。由网络使用该信息构建小区定时数据库并使用该信息帮助其他的MT。因此，无论在GSM还是UMTS中，明显降低时间误差的影响成为可能。

8.2.6 克拉美罗下限

本小节主要介绍，在UMTS蜂窝网络中，基于定位CRLB指标考量估计精度的情况类似于第8.1.7节中介绍过的几种测量项类型。这里将MT的最小RX灵敏度设置为-103.7dBm（参见ETSI 2013l）。图8.9描述了在UMTS中，基于TOA和TDOA测量值的定位方法在信号带宽为3.84MHz时获得的位置精度要比对应的基于RSS测量值方法高约10倍。基于TOARSS和TOA测量值定位方法的性能最好，

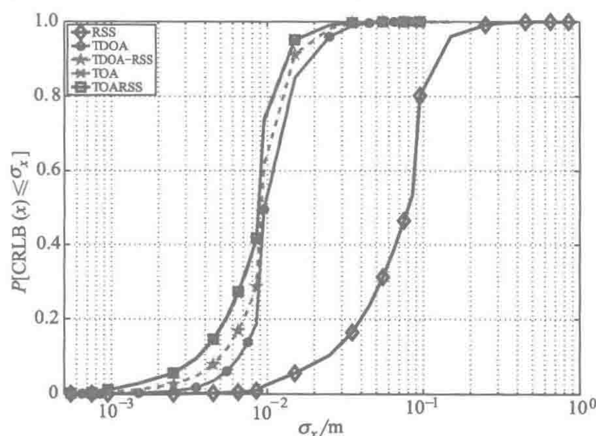


图8.9　UMTS中基于不同测量值定位方法的二维定位CRLB的CDF

其次为基于 TDOA-RSS 和 TDOA 测量值的方法，两者性能相对于前者略有降低。表 8.7 总结了不同测量值的 CEP 参数。

表 8.7　UMTS 中定位 CRLB 的 CEP_x 及不同的测量值　（单位：cm）

CEP_x	RSS	TDOA	TDOA-RSS	TOA	TOARSS
$x=67\%$	9	1.2	1	0.93	0.93
$x=95\%$	15	2.4	2	1.5	1.5

从 UMTS 与 GSM 之间比较的结果（参见第 8.1.7 节）可见，与 GSM 的情况相反，在 UMTS 中，单纯基于定时测量值定位方法的性能明显高于基于 RSS 的定位方法。而对于 GSM，基于 RSS 测量值的定位性能要好于单纯基于定时测量值的定位方法。两系统的最大发射功率都是 43dBm。基于 RSS 测量值的定位方法的性能主要取决于接收信号的 SNR（参见第 2.3.2 节），也就是说，相对于接收信号功率，两个系统中的接收噪声功率是相同的。接收噪声功率是接收机带宽和噪声功率谱密度 N_0 的函数。因此，定位精度主要是由在图 8.8 和图 8.2b 中的信号频谱决定的。UMTS 的信号带宽约为 GSM 的 10 倍大。因此，可以估计出 GSM 中基于 RSS 测量定位方法提供的定位精度要比 UMTS 高出约为 10 倍。将表 8.3 和表 8.7 进行对比，可以发现定位精度仅提升了 2 ~ 3 倍。该结果低于预期，主要是由于无线电信道自身的多径传播特点，这对窄带 GSM 信号精度的影响要强于较宽带宽的 UMTS 信号。

UMTS 中基于 TOA 和 TDOA 测量值的精度要比 GSM 中基于相应测量值的精度高出约为 5 ~ 9 倍，更接近于 10 倍的预期。当 UMTS 使用最佳的定位方法时，即基于 TOARSS 测量值定位的情况下，从 GSM 到 UMTS 之间总的定位精度的提升约为 3 ~ 4 倍左右。

8.3　3GPP-LTE

为了使 3GPP 接入技术在未来具有更强的竞争力，3GPP 在 LTE（参见 ETSI 2012g）和 LTE-A（ETSI 2012f）中开发了演进的 UTRA（Evolved UTRA，E-UTRA）和演进的 UTRAN（Evolved UTRAN，E-UTRAN）技术规范。在 LTE 或 LTE-A 中，同在 UMTS 中一样，MT 被称为 UE，而 BS 则被称为 E-UTRAN Node B 或演进的 Node B（Evolved Node B，eNB）。在 E-UTRA 中有两种工作模式：FDD 和 TDD。通常，在 E-UTRA 中没有分别针对 FDD 和 TDD 进行规范的标准文档，这与 UMTS 中的情况是不同的。例如，在 UMTS 中分别有专门的 ETSI 2012h 和 ETSI 2012i 对 FDD 和 TDD 制定规范。因此，在 3GPP-LTE 中，所有与位置相关的测量项和定位方法都同时适用于 FDD 和 TDD。

除了 UE 和 eNB 外，E-UTRAN 的定位体系还包括 LMU，该单元可单独存在，

也可像 GSM 或 UMTS 那样嵌入到 eNB 内（参见第 8.1 节和第 8.2 节）。此外，在 E-UTRAN 的定位体系中还引入了 E-SMLC（Enhanced Serving Mobile Location Centers，增强型服务移动位置中心）单元（参见 ETS 2013e）。在 LTE 中，E-SMLC 作为中央单元，用来初始化和管理基于 UE 的、基于 eNB 的或基于 LMU 的定位过程。当 UE 或网络实体发出 LCS 请求，E-SMLC 将接受该请求并对相应的 UE 或网络实体发出 LCS 响应。

在 E-UTRAN 中，已经制定了四种定位技术（参见 ETS 2013e）：

1）网络辅助 GNSS（Network-Assisted GNSS）方法。该方法被用在配有 GNSS 接收器的 UE 中，例如用在智能手机中。

2）基于 OTDOA 的下行链路定位方法。该方法测量在 UE 中接收自不同小区下行链路信号的时间差。UE 利用从定位服务器接收的辅助数据测量 OTDOA 数值。得出的 OTDOA 测量值被用来根据相邻的 eNB 节点定位 UE 的位置。由于 OTDOA 在 UE 端测量，并且需要 UE 和 eNB 之间进行通信，因此基于 OTDOA 下行链路定位方法是 LPP（LTE Positioning Protocol，LTE 定位协议）的一部分（参见 ETS 2013d）。此外，它还需要使用 LPPa（LTE Positioning Protocol A，LTE 定位协议 A，参见 ETS 2013c）从 eNB 收集数据支持下行链路 OTDOA。

3）E-CID 方法。该方法引入 Cell-ID 方法，在 UE 或 E-UTRAN 上使用额外的位置相关测量项，改进 UE 位置估计效果。E-CID 方法需要用到 UE 测量项，例如，参考信号接收功率、参考信号接收质量或 UE Rx-Tx 时间差，还需使用 E-UTRAN 测量项，例如 eNB Rx-Tx 时间差、定时提前或到达角（参见第 8.3.2 节）。与 UMTS 类似，LTE 的 E-CID 方法还将在以后的 LTE 发布标准（3GPP 2013）中引入 RF 模式匹配方法。E-SMLC 通过 LPP 接收上述 UE 测量项，同时通过 LPPa 接收上述 eNB 测量项（参见 ETS 2013e）。

4）上行链路定位方法。该方法需要使用从 LMU 得到的 UL-RTOA（Uplink Relative Time Of Arrival，上行链路相对到达时间）测量项。UL-RTOA 由 LMU 从接收到的 UE 参考信号测量得到。这种基于网络的定位方法使用 LPPa 和 SLmAP（SLm Application Protocol，SLm 应用协议）来交换位置信息和测量值（参见 ETS 2013e）。目前，对该方法的标准化制定工作正在进行，在未来发布的 LTE 标准版本（3GPP 2013）中，该方法将得以完成并引用。

上述四种定位方法可支持多种不同的实现，见表 8.8 所列：基于 UE、UE 辅助/基于 E-SMLC、eNB 辅助以及 LMU 辅助/基于 E-SMLC 等实现方式。上述四种定位方法都可以在 E-UTRAN 控制平面（control plane）内实现（ETS 2013e）。控制平面用来承载控制信号，例如，无线电资源控制信号或跨区切换控制信号。此外，上述部分方法（见表 8.8 内 SUPL 列）还可以通过安全用户平面位置（Secure User Plane Location，SUPL）协议来实现（参见 ETS 2013e）。在这里，必要的数据在用户平面（user plane）中像网络中的用户数据业务流量一样被发送出去。因此，SU-

PL 对网络的改动最小。另一方面，控制平面定位方案能够支持多个 UE 快速地同时定位，例如，在紧急情况下。

表 8.8 LTE 中 UE 定位方法

定位方法	基于 UE	UE 辅助，基于 E-SMLC	eNB 辅助	LMU 辅助，基于 E-SMLC	SUPL
AGNSS	√	√	—	—	√，基于 UE 及 UE 辅助
下行链路 OTDOA	—	√	—	—	√UE 辅助
E-CID	—	√	√	—	√UE 辅助
上行链路 UL-RTOA	—	—	—	√	—

从实现的原理角度来说，E-UTRAN 中的 AGNSS、OTDOA、E-CID 以及 UL-RTOA 方法与 GSM 或 UMTS 中的一样（参见第 8.1.6 节、第 8.2.4 节、第 8.2.3 节和第 8.1.5 节）。因此，在这里我们不对这些具体的方法作进一步的详细介绍。不过，我们会在第 8.3.1 节和第 8.3.2 节对与之相关的系统参数和测量项分别进行详细介绍。第 8.3.2 节详细介绍了测量传播时间的方法，特别是 OFDM 信号和下行链路内的 LTE 信号。此外，第 8.3.3 节还提供了一些对定时误差的仿真结果。

8.3.1 系统参数

3GPP-LTE 物理层的下行链路基本上是一个编码的 OFDM 系统。不同的逻辑信道使用 Turbo 码或卷积码进行编码。这些码位彼此交织并被调制到 BPSK、QPSK、16 或 64-QAM 符号上。数据和导频码元被多路复用成 OFDM 符号。更多关于信道编码、调制、加扰、交织、预编码以及空间信号处理等内容，建议读者参考各自的标准文档（ETSI 2013c、d、e）。此处，我们关注的重点是定位问题。因此，我们感兴趣的是 3GPP-LTE 中专用于获得位置信息的信号部分。随后，我们将简要介绍 3GPP-LTE 的帧结构，该结构内嵌有我们所感兴趣的参考信号。表 8.9 总结了一些能够影响定位精度的参数（详见 ETSI 2013b、e、h）。

表 8.9 LTE FDD 系统参数

参数	值
调制方式	BPSK、QPSK、16-QAM、64-QAM
FFT 长度 N_{FFT}	2048
子载波间隔	15kHz
抽样频率	30.72MHz
抽样时长 T_S	32.55ns
OFDM 符号时长	66.67μs（不包括保护间隔）

（续）

参数	值
循环前缀(保护间隔)	在一个时隙中，首个 OFDM 符号有 160 个采样， 而所有其他 OFDM 符号则只有 144 个采样
信道带宽	1.4、3、5、10、15、20MHz
最大发射子载波数	72、180、300、600、900、1200
占用带宽	1.08、2.7、4.5、9、13.5、18MHz
时隙时长	0.5ms
子帧时长	1ms(2 个时隙)
帧时长	10ms(20 个时隙)
最大 MT 功率	31 或 23dBm(LTEBand14) 23dBm(其他所有频段)
最小 MT 功率	<40dBm
最大 BS 功率	无上限设置(广域 BS) 38dBm(中等范围 BS) 24/20dBm(局部区域/家庭 BS)
最小 BS 功率	比最大 BS 功率至少低 7.7 ~ 20dB
MT 灵敏度	-104.7 ~ -90dBm
BS 灵敏度	-106.8 ~ -101.5dBm(广域 BS) -101.8 ~ -96.5dBm(中等范围 BS) -98.8 ~ -93.5dBm(局部区域/家庭)BS

通常，有两种不同类型的 3GPP-LTE 无线帧结构：适用于 FDD 模式的 Type 1 型和 TDD 模式的 Type 2 型。这里我们主要关注 FDD 帧 Type 1 型。此类无线帧的结构如图 8.10 所示，它的持续时长为 10ms，并且由 10 个子帧组成。每个子帧由两个时隙组成，其中每个时隙又由 7 个 OFDM 符号组成。需要注意的是，根据循环前缀长度模式和子载波间隔 f_{sc}，即核心 OFDM 符号长度，一个子帧可以包含 6 或 12 个 OFDM 符号。FDD 帧 Type 1 与 TDD 帧 Type 2 之间的主要区别在于，在 FDD 模式中，所有子帧既可以在下行链路中发送，也可以在上行链路中发送，而在 TDD 模式中，一些子帧只能在下行链路中发送，另一些子帧则只能在上行链路中发送（参见 ETSI 2013e）。

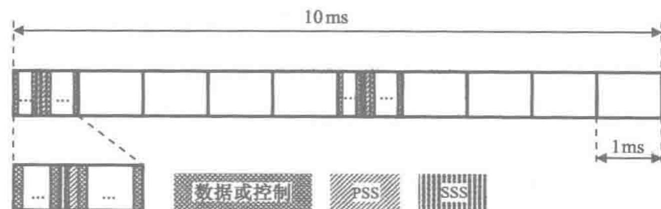


图 8.10　3GPP-LTE 帧（10ms），子帧（每个 1ms，共 10 个），数据或控制（信息符号）以及同步信号（PSS，SSS）

除了含有数据和控制信息的 OFDM 符号外，下行链路中的 LTE 帧也包含有 PSS 和 SSS 信号，它们位于 1 号和 6 号子帧内的第 7 个和第 6 个 OFDM 符号内部。因此，LTE 帧内的 PSS 和 SSS 信号每 5ms 重复一次。3GPP-LTE 支持 1.4、3、5、10、15 和 20MHz 信道带宽，分别对应于被主动使用的 OFDM 子载波数 72、180、300、600、900 和 1200（见表 8.9 和 ETSI 2013b）。在本节的后续部分，我们将介绍更多的详细内容，包括 LTE 下行链路 PSS，SSS，CRS（Cell-Specific Reference Signal，小区专用参考信号），PRS（Positioning Reference Signal，定位参考信号）以及 LTE 上行链路 SRS（Sounding Reference Signal，探测参考信号）和 DMRS（Demodulation Reference Signal，解调参考信号）。所有的这些参考信号都与定位有关。

存在 3 种不同的 PSS 信号，它们是从长度为 62 的频域 Zadoff - Chu 序列中产生的。这 62 个符号映射到 63 个子载波中心，其中不包括 LTE Type 1 型无线帧的 1 号和 6 号子帧内的第 7 个 OFDM 符号内的 0 号或直流（Direct Current，DC）子载波（参见 ETSI 2013e）。这两种信号序列具有相同的大小，唯一不同的是它们的相位。PSS 信号序列可以用来估计接收机内整数和小数的频率偏移（参见 2007 年 Berggren 与 Popovic 2007 和 2008 年 Kim 等人的论文）。由于只有三个序列，因此可以使用很多的匹配滤波器去获得更为精确的定时估计（参见 2007 年 Tsai 等人的论文）。

总共有 504 个不同的 SSS 信号，被分配到 168 个唯一的物理层小区标识组内，每组包含三个小区标识。每组内的小区标识由 PSS 指定，而 SSS 信号负责携带小区标识组编号。为了生成 SSS 序列，需要将两个长度为 31 的二进制 m 序列进行交织处理。然后，由 PSS 信号决定，从三个长度为 31 的 m 序列中选定一个，对所产生的 168 个序列进行加扰，即得到小区标识。62 个二进制频域抽样被映射到各相应的子载波频率中心，其中不包括 LTE Type 1 型无线帧的 1 号和 6 号子帧的第 6 个 OFDM 符号的 DC 子载波。这也就是说，它们会出现在 PSS 信号的前面。SSS 在时域内都是中心对称的信号。因此，使用反向差分相关检测到 SSS 的开始是有可能的（参见 2007 年 Berggren 与 Popovic 的论文，以及本书第 3.2 节）。尽管这种方法可能没有 PSS 的匹配滤波相关器组精确，但是它的优势在于受频率偏移的影响小。由于该序列在 1 号和 6 号子帧之间是不同的，因此可以使用 SSS 导频检测帧的开始。

CRS 是分散在整个 LTE 帧的时域和频域上的导频信号（参见 ETSI 2013e）。因此，CRS 使用频率复用方式 6，占用了高达 18MHz 的频带宽度。在时间方向上，CRS 包含在每个第 3 个或第 4 个 OFDM 符号内。CRS 信号来源于长度为 31 的 Gold 序列，并且被映射成 QPSK 符号。CRS 能够被用来进行同步或信道估计。CRS 有一个模 6 的小区专用频率偏移。由于有 504 个小区标识，因此有 84 个 CRS 信号要使用相同的时域和频域资源。

PRS 是在 3GPP-LTE 版本 9 中新引入的一种信号，主要目的用于定位（参见 ETSI 2013e）。PRS 在从 BS 到 MT 的下行链路内传送，用于测量 OTDOA。PRS 只单独在 6 号天线端口上传送，这样做的目的是启用 E-IPDL（Enhanced IPDL，增强型

IPDL，参见 Qualcomm Europe 2009），从而提升对非服务 BS 的可测性。随着可靠 TOA 测量值数量的增长，定位性能也得到了提升。在人口稠密的城市环境中，由于充分复用，一般移动台只能够接收到一个或两个基站。为了避免 Reuse-1 系统中的可测性问题（由远近效应引起的），UTRAN 标准在从基站的所有发送信道中设置了一个 IPDL 窗口期。在这些窗口期内，移动站能够接收其他相邻 BS 发送的导频信号，即便是其服务 BS 和其他相邻 BS 也工作在同一个频率上且服务 BS 的信号非常强。不过，在 LTE 中没有持续传输的参考信号或控制信道。因此，定义了一种在空闲窗口期用来发送的 PRS。为了简化接收机的处理过程且进一步增强可测性，与 CRS 类似为 PRS 定义了一种频率复用方式 6。PRS 被设计与 CRS 联合使用，捕获 $N_{PRS}=1$、2、4、6 的连续下行帧。PRS 会被 PSS、SSS 和 PBCH（Physical Broadcast Channel，物理广播信道）以及在偶数时隙的前三个 OFDM 符号内分配的控制信道打孔。PRS 的周期可被配置为 160、320、640 和 1280ms。因此，结合 1 ~ 6ms 的时长，使得 PRS 的占空比介于 0.08% ~3.75% 之间。

在上行链路中，LTE 采用 SC-FDMA（Single-Carrier FDMA，单载波 FDMA，参见 ETSI 2013e）作为基本调制方案，该方案也被称作 DFTS-OFDM（DFT-Spread OFDM，DFT 扩频 OFDM，参见 ETS 2013b），对应框图如图 8.11 所示。上行链路中定义了 DMRS 和 SRS，用于获取与位置相关的测量值。这两个参考信号都来自于 Zadoff-Chu 序列（参见 ETSI 2013e）。

1）DMRS 在 PUSCH 和 PUCCH（Physical Uplink Control Channel，物理上行链路控制信道）内发送，用于 eNB 内的信道估计和相干数据解调。对于常规的循环前缀，DMRS 在 PUSCH 内每个子帧中的第四个 SC-FDMA 符号内发送。

2）SRS 被发送用于提供关于上行链路频率资源分配与调度算法的信道质量信息。所以，SRS 属于宽带信号，理论上需要占用全部可用的上行链路传输带宽。除了 Type 2 型 TDD 帧内的特殊子帧外，SRS 均在上行链路子帧的最后一个符号内传送。

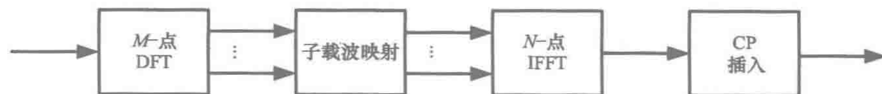


图 8.11　3GPP-LTE 上行链路基本传输方案：SC-FDMA（也称 DFTS-OFDM）

8.3.2　测量项

LTE 标准（ETSI 2013a）定义了四种和距离有关的测量项：

1）RSRP（Reference Signal Received Power，参考信号接收功率）：该 UE 测量值用于小区选择、切换过程以及标准化的 E-CID 定位。RSPR 被定义为测量带宽内单个 RE（Resource Element，等同于天线元件）功率（单位为 W）的线性平均值，反映的是本小区有用信号的强度（参见 ETSI 2013e）。标称环境下，RSRP 的绝对

精度为 ±6 dB。RSRP 的上报范围介于 -140 ~ 44dBm 之间，上报分辨率为 1dB（参见 ETSI 2013f）。从 RSRP 和 E-UTRA 载波 RSSI（Received Signal Strength Indicator，接收信号强度指示），可以推导出 UE 端的 RSRQ（Reference Signal Received Quality，参考信号接收质量）测量值，该值是 E-CID 定位中使用的另一个与位置有关的测量项。

2）RSTD（Reference Signal Time Difference，参考信号时间差）：OTDOA 定位方法需要在 UE 端测量包含服务 BS 在内的至少 16 个小区的 TDOA（ETSI 2013f）。相邻小区 j 与参考小区 i 之间的 RSTD 被定义为 $T_{\mathrm{SubframeRxj}}$-$T_{\mathrm{SubframeRxi}}$，其中 $T_{\mathrm{SubframeRxj}}$是 UE 从小区 j 接收一个子帧头部的时间。$T_{\mathrm{SubframeRxi}}$是 UE 从小区 i 接收到对应的子帧头部的时间，该对应子帧指的是在时间上与从小区 j 接收的子帧最接近的子帧。所需 RSTD 精度变化取决于 PRS 带宽，并且对于 1200 或 72 个子载波来说，该精度的变化介于 $\pm 5T_S$ 和 $\pm 15T_S$ 之间。上报的 RSTD 测量值范围在 $-15391T_S \sim 15391T_S$之间，并且它的分辨率在 $|\mathrm{RSTD}| \leqslant 4096T_S$时为 $1T_S$，否则为 $5T_S$。因此，RSTD 测量值能够提供的空间分辨率为 9.8 ~ 49m。

3）T_{ADV}（Timing Advance，定时提前）：在 LTE 中定义了两个 T_{ADV} 测量项（参见 ETS 2013a），用在 eNB 上进行测量。Type 1 型 T_{ADV}用于测量往返延时，UE 与 eNB 之间的传播延时通过 $T_{\mathrm{ADV}}/2$ 简单计算得到。Type 1 型 T_{ADV}被定义为时间差 T_{ADV} =（eNB Rx - Tx 时间差）+（UE Rx - Tx 时间差），其中，eNB Rx - Tx 时间差对应于同一个上报 UE Rx-Tx 时间差的 UE。而 eNB Rx - Tx 时间差定义为$T_{\mathrm{eNB-RX}} - T_{\mathrm{eNB-TX}}$，其中 $T_{\mathrm{eNB-RX}}$表示 eNB 接收#i 上行无线帧的时间，由时间上第一个检测到的路径决定，$T_{\mathrm{eNB-TX}}$表示 eNB 发送#i 下行无线帧的时间。类似地，UERx - Tx 时间差被定为 $T_{\mathrm{UE-RX}} - T_{\mathrm{UE-TX}}$，其中，$T_{\mathrm{UE-RX}}$表示 UE 接收#$i$ 下行无线帧的时间，由时间上第一个检测到的路径决定，$T_{\mathrm{UE-TX}}$表示 UE 发送#i 上行无线帧的时间。图 8.12 详解了用于获取 T_{ADV}的各种测量项之间的关系。在 LTE 中需要注意的是，#i 上行帧一定在先于#i 下行帧传送（参见 ETSI 2013e）。因此，UE Rx - Tx 时间差总是正值，而 eNB Rx - Tx 时间差可正可负。在图 8.12 中，eNB Rx - Tx 时间差是负值，因此 T_{ADV} <（UE Rx - Tx 时间差）。Type 2 型 T_{ADV} 只用来测量 eNB Rx - Tx 时间差。根据 Type 2 型 T_{ADV}和 UE Rx - Tx 时间差可以计算出往返延时。上报的 T_{ADV}的取值范围介于 $0 \sim 49232T_S$，并当 $0 \leqslant$



图 8.12　3GPP-LTE Type 1 型定时提前与上行链路定时关系

$T_{ADV} \leqslant 4096T_S$时，其分辨率为$2T_S$，而当$T_{ADV} > 4096T_S$时为$8T_S$。因此，由$T_{ADV}$得到的往返延时的精度为9.8m（当$T_{ADV} \leqslant 40$km时）或39m（当$T_{ADV} > 40$km时）。

4）AOA：ETS 2013a定义了AOA测量项，与UMTS中的定义类似（参见第8.2.2节），用来估计用户相对于地理正北参考方向之间的角度，逆时针方向为正。AOA由eNB天线与对应UE的UL信道决定，且上报的AOA分辨率为0.5°。

5）UL-RTOA TUL-RTOA：UL-RTOA测量项用于已经标准化的UTDOA定位方法中（参见ETS 2013e）。需要注意的是，该项的标准化工作仍在进行。$T_{UL\text{-}RTOA}$是相对于可配置参考时间，LMU j接收到包含SRS的子帧i首部的开始时间（参见3GPP，TSGRAN 2013以及ETSI 2013g）。当LMU拥有一个独立的RX天线或与eNB共享一个RX天线时，可在LMU节点的RX天线连接器上测量UL-RTOA（3GPP，TSGRAN 2013）值，而当LMU被整合进eNB时，则可在eNB天线连接器上测量UL-RTOA。UL-RTOA测量项的上报范围介于$0T_S \sim 9598T_S$，分辨率为$2T_S$，即对应的空间分辨率为19.5m。

8.3.3 同步

在数据检测、解调和解码之前需要进行的两项工作是码元或帧定时以及载波频率偏移估计/校正。同步算法通常需要基于接收机上与发射信号部分有关的信息，也就是同步或参考信号。借助相关方法（参见第3.2节），可以利用这些信息估计UE与eNB之间的传播时间。

对于位置与信道状态信息的优势，我们可以使用图8.13中搭建的蜂窝仿真环境进行评估。

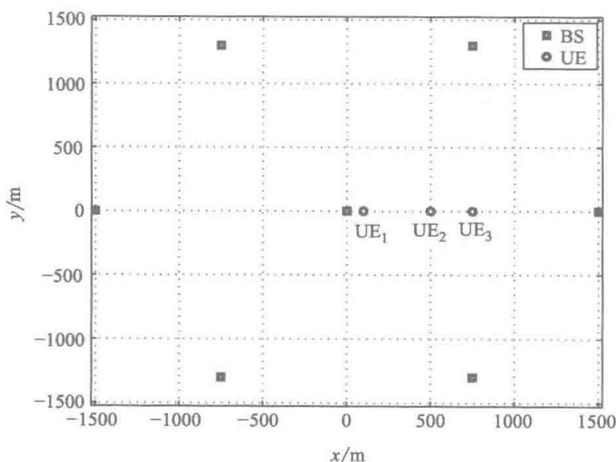


图8.13 蜂窝仿真场景

BS位于一个六边形的网格内，其小区半径为750m。在这里，我们应用WINNER C2典型城市多链路信道模型（参见第8.1.7.2节），设定将BS的发射功率

(TX Power) 设置为 43dBm。三个不同的 UE 位置分别为：UE 1 = [100m, 0m], UE 2 = [500m, 0m] 和 UE 3 = [750m, 0m]，用于仿真。其中，UE 3 位于小区的边界。UE 的移动速度设置为 2m/s。下面的仿真结果表明，在 3GPP-LTE 的 SSS 时间抽样上，定时精度呈现为 CDF 变化。假设所有仿真中的载波频率偏移为 0。

图 8.14 描述了无线蜂窝环境中不同 UE 位置上的反向差分相关 (Reverse Differential Correlation, RDC) 和互相关 (Cross-Correlation, CC) 的同步精度。同步精度会随着 UE 向小区边界移动而降低。尤其在小区边缘，定时性能会遭受到来自相邻 eNB 干扰的影响。由图可见，CC 的精度优于 RDC。产生这一结果的原因是双重的。首先，RDC 的相关长度是 CC 的一半。其次，RDC 基于对两个接收信号部分的相关处理，这会导致噪声加倍。

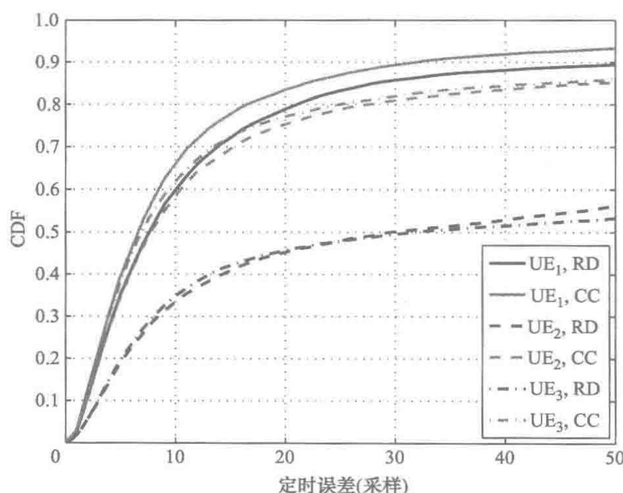
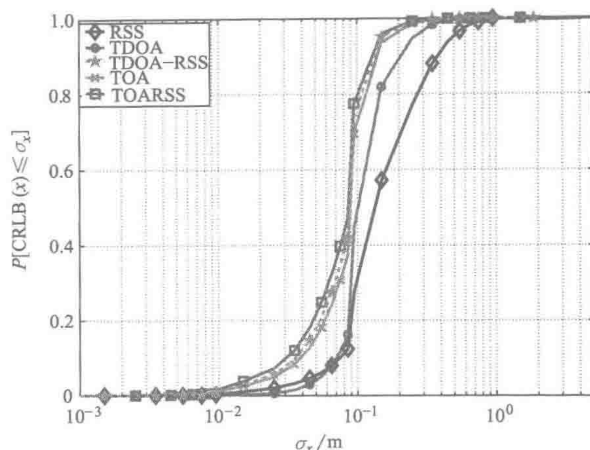


图 8.14 蜂窝无线通信系统中不同 UE 位置上 RDC 与 CC 对应的 SSS 同步精度变化情况

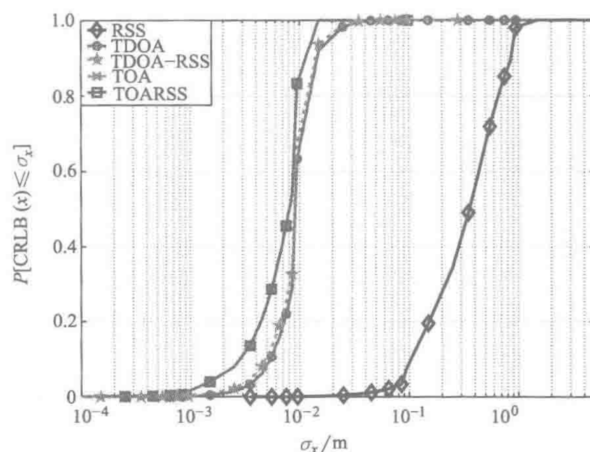
8.3.4 克拉美罗下限

本小节中，我们主要介绍在 3GPP-LTE 信号中基于定位 CRLB 的精度估计和不同的测量值类型（与第 8.1.7 节和第 8.2.6 节类似），如图 8.15 中所示。如果没有另外提到，则使用与第 8.1.7 节相同的测量值类型。此外，在图 8.16 中，我们将 TDOA 和 RSS 测量项的精度在这些 3GPP 系统（包括 GSM、UMTS、LTE 和 LTE-A）之间进行了对比。

图 8.15a 绘制了 LTE SSS 的性能。UE 的最小接收 (RX) 灵敏度被设定为 -94dBm（参见 ETSI 2013h）。需要注意的是，SSS 的发射功率没有增加。在这里，我们假设中央的 72 个保留的子载波之外的子载波（不包括 DC 子载波）包含来自用户的数据，这些数据不能用于定位。由于窄带 SSS 信号仅占用中央的 63 个子载



a) SSS：945kHz带宽(63个子载波)，频率复用方式1(REUSE 1)



b) CRS和PRS：18MHz带宽(1200个子载波)，频率复用方式6(REUSE 6)

图 8.15 在使用 SSS 或 CRS 和 PRS 的 LTE 中，不同测量项下的二维定位 CRLB 的 CDF 曲线㊀

波，总的带宽为 945kHz（参见第 8.3.1 节），因此将它与 UMTS 相比，其基于定时和基于 RSS 的定位方法之间的差别相当小。例如，参考表 8.10 中 SSS 的 CEP 取值，与仅使用 RSS 的方法相比，基于定时（Timing）或基于定时-RSS（Timing-RSS）联合使用的方法的定位精度分别提升了 1.5 ~3.3 倍。

表 8.10 LTE 中基于 SSS 或 CRS 与 PRS，以及其他测量项的定位 CRLB 的 CEP_x

参考信号	CEP_x	RSS	TDOA	TDOA-RSS	TOA	TOARSS
SSS	$x=67\%$	20	13	9.3	9.4	9.2
	$x=95\%$	49	26	15	18	15
CRS/PRS	$x=67\%$	50	1	0.95	0.9	0.9
	$x=95\%$	92	2	1.8	1.3	1.3

㊀ 如果信号功率没有像此处假设的那样升高，则没有参考信号的子载波包含了无法用于定位的数据。

在1200个子载波（占用带宽18MHz）使用CRS和PRS且使用频率复用方式6（REUSE6）进行定位，与基于RSS的定位相比，这种基于定时的定位精度至少提升了一个数量级，如图8.15b所示。表8.10中的CEP展示了这种提升的变化范围介于46~71倍之间。如前所述，CRS与PRS的功率并没有增加。

表8.11 不同3GPP系统和信号中基于TDOA或RSS测量值定位CRLB的CEP_x

测量项	TDOA		RSS	
CEP_x	$x=67\%$	$x=95\%$	$x=67\%$	$x=95\%$
GSM	8.9	13	3.5	8
UMTS	1.2	2.4	9	15
LTE	0.79	1.1	14	38
LTE, SSS	13	26	20	49
LTE, CRS&PRS, 72 sc.	19	41	64	95
LTE, CRS&PRS, 1200 sc.	1	2	50	92
LTE, CRS&PRS, 1200 sc 功率增加	0.52	0.9	14	38
LTE—A	0.07	0.1	9	15

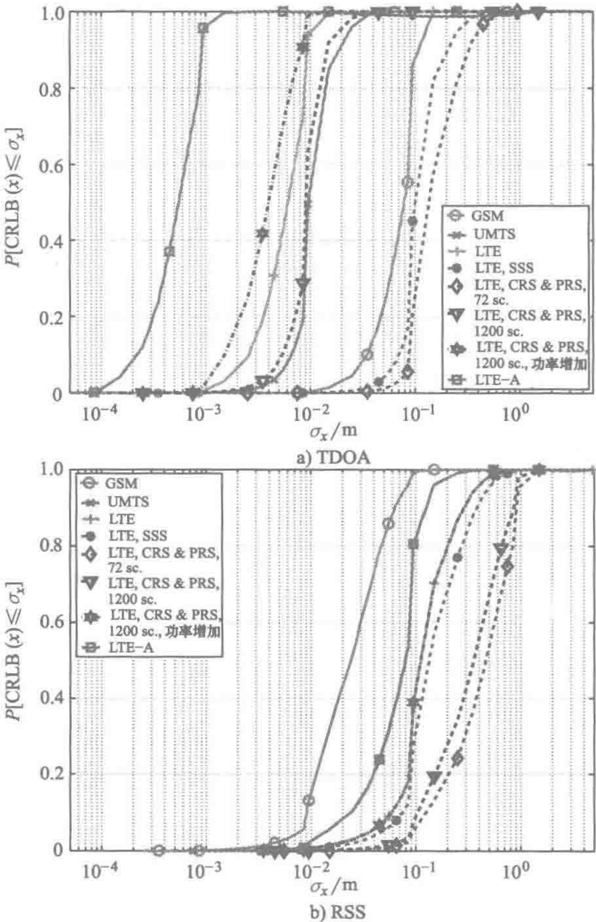


图8.16 不同3GPP系统和信号中，基于TDOA或RSS测量值的二维定位CRLB的CDF曲线

对于使用 TDOA 或 RSS 测量值定位的 UE，图 8.16 和表 8.11 在 3GPP 各系统（GSM、UMTS、LTE 和 LTE-A）内进行了对比。对于 LTE 和 LTE-A，这里主要研究了 6 类信号：

1）LTE：这些曲线使用 1200 个子载波，占用带宽 18MHz，包含了 UE 已知的所有信号。基本上，此类信号相当于 GSM 和 UMTS 信号，并且假设将时域和频域中的全部信道资源以及全部的发射功率分配给 UE 用来定位。

2）LTE，SSS：这些曲线使用前面介绍过的 SSS，并与图 8.15a 中的曲线变化情况相同。SSS 的发射功率没有增加。

3）LTE，CRS&PRS，72 sc.（子载波）：这些曲线在中央的 72 个子载波（除 DC 子载波）上使用 CRS&PRS，并且应用频率复用方式 6（REUSE 6），所用的这些子载波占用 1.1MHz 带宽。因此，在一个包含 CRS&PRS 的 OFDM 符号中，只有 12 个子载波是活跃的。在这种情况下，CRS&PRS 的发射功率并没有增加。

4）LTE，CRS&PRS，1200 sc.：这些曲线在位于中央的除去 DC 子载波外的 1200 个子载波（占用 18MHz 带宽）上使用 CRS&PRS，其中使用频率复用方式 6（REUSE 6）。因此，在包含 CRS&PRS 的 OFDM 符号中，只有 200 个子载波是活跃的。这种情况下，CRS&PRS 发射功率也没有增加。

5）LTE，CRS&PRS，1200 sc. 功率增加（boosted）：这些曲线使用与 LTE 和“CRS&PRS，1200 sc.”相同信号结构，但是它们的发射功率却增加了。这里，假设无参考信号的子载波是空的。

6）LTE—A：这些曲线使用五个相邻的 LTE 载波信号的载波聚合（参见 ETSI 2013h）。因此，除四个相邻载波之间 2MHz 的频率间隔外，占用带宽约为 98MHz。应当注意的是，LTE-A 信号的总的发射功率已经增加了 5 倍。因此，接收机在对信号进行处理中，必须使用 > 98MHz 的抽样率才能应对这种情况。

根据图 8.16 和表 8.11，可以得出下述有关 TDOA 测量值的结论：

1）一般来说，定位精度随着系统带宽的增加而提升，同样也会随着发射功率的增加而提升。

2）窄带 LTE 参考信号，即 SSS 和 72 个子载波的 CRS&PRS，性能不如窄带 GSM 信号，尽管这些 LTE 信号占用约为 3 倍的 GSM 信号带宽。然而，窄带 LTE 参考信号的发射功率没有增加。因此，它们的信噪比相比于 GSM 严重降低，性能也要比 GSM 差得多。

3）对于 TDOA，宽带 LTE 信号（占用带宽 18MHz）的性能等同于或优于 UMTS 信号。与 UMTS 相比，对于 LTE 和“LTE，CRS&PRS，1200 sc. 功率增加”来说，在增加带宽与降低 SNR 之间的权衡仅使定位精度提升了 1.5 ~2.7 倍。

4）相比于 LTE，LTE-A 的定位精度提升了 10 倍，这是因为 LTE-A 带宽是 LTE 的 5 倍，而 SNR 仅为 LTE 的$\sqrt{5}$倍。

根据图 8.16 和表 8.11，可以得出下述有关 RSS 测量值的结论：

1）一般而言，定位精度会随着系统 SNR 的增加而增加。因此，各类信号相比，SNR 由小到大依次增加的顺序为：“LTE，CRS&PRS，72sc.” < “LTE，CRS&PRS，1200 sc.” < “LTE，SSS” < LTE 和 “LTE，CRS&PRS，1200 sc. 功率增加” < UMTS 和 “LTE-A” < GSM。

2）SNR 相同的信号，精度也相同，例如，LTE 和 “LTE，CRS&PRS，1200 sc. 功率增加” 信号的曲线。

比较 RSS 和 TDOA 测量项，可以推断出除了窄带 GSM 信号外，所有的信号使用 TDOA 测量项时都能获得更好的定位精度。

8.3.5 性能结果

为了得到性能结果，本小节根据表 8.12 提供的参数仿真了一个 3GPP-LTE 系统。这些参数与标准化的 3GPP-LTE 系统相比差别很小。

表 8.12 系统及传输参数

参数	属性/值
载波频率	2GHz
N_{Used}	1320
N_{FFT}	2048
N_{GI}	128
N_{Symbol}	140
子载波间隔 Δf	15kHz
小区布局	六边形，站点间距 1500m
BS 发射功率	43dBm
BS 天线模型	3dB 波束宽度为 70°，14dBi
路径损耗模型	$128.1\text{dB} + 37.6\log10[r_{\mu}/(1000\text{m})]\text{dB}$
阴影衰落模型	标准差为 8dB 的对数正态分布
多径模型	单抽头或六个抽头的典型城市模型
传播时间	内置的
MT 天线模型	全向天线，0dBi
MT 噪声系数	7dB
多普勒	取决于 3km/h 的 MT 移动速度
编码类型	卷积码，1/2 码速率，使用 8 进制的 $(171,133)_8$ 编码生成多项式
交错类型	随机
数据映射	16-QAM，格雷（Gray）映射
信道估计	在频域内实现完美估计

在该搭建系统中，整个传输带宽设定为18.9MHz。用于定时估计的导频符号基于ETSI 2013e中定义的SSS信号（参见第8.3.1节）。对于该系统，我们假设用于同步的SSS信号得到完美过滤。

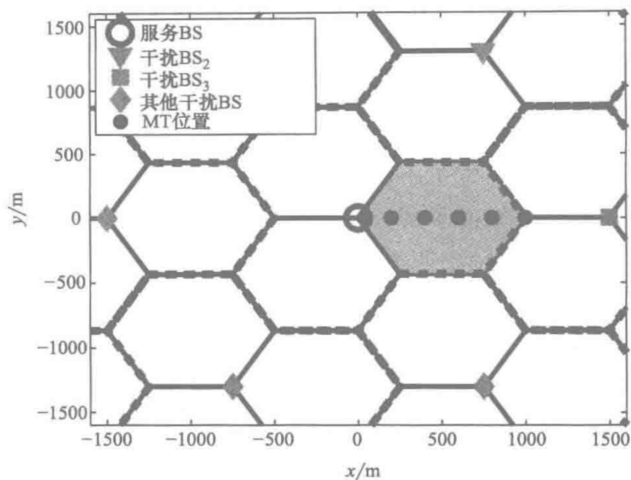


图8.17 蜂窝网络结构

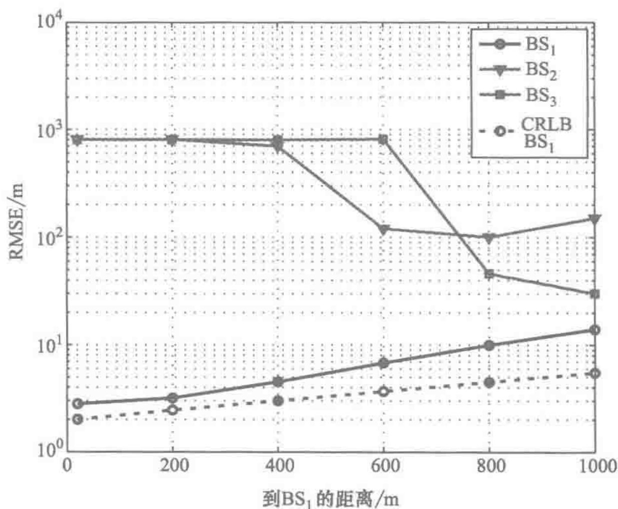


图8.18 定时估计的RMSE

图8.17展示的仿真场景中，BS的数量为$N_{BS}=7$，每个BS带有三个扇区。灰色区域为目标扇区BS_1（服务BS）。我们将在该扇区内研究不同的MT属性定位。

图8.18描述了执行定时估计的各BS_μ相应的RMSE结果，即$RMSE_\mu = c\sqrt{E\{|\hat{\tau}_{\mu,1}-\tau_{\mu,1}|^2\}}$

对$N_{Frame}=1000$个帧取均值的处理会导致产生一个1s的更新周期，在这之后

即可得到定时估计。根据不同的 MT 位置与 BS_1 之间的距离绘制了 RMSE 变化情况，如图 8.17 所示。这里假设使用的是单抽头（one-tap）信道，也就是，不需要面对多径传播的问题。对于每个 MT 位置，总共进行了 5000 次仿真。与预期结果相同，当 MT 位于小区内部时，BS_1 的定时估计具有较高的精度。当 MT 移向小区边缘时，性能变差。为了进行比较，同样我们将 BS_1 相应的 CRLB 也绘制在上面。在小区内部时，定时估计十分接近相应的 CRLB，这是由于在这个位置这些假设条件基本能够满足（没有多个传播路径，没有干扰）。而对于 BS_2 和 BS_3，从在图中观察到的结果可见，只有在位于小区边缘时，才能提供较好的定时估计质量。需要注意的是，由于事先已经知道了所处空间几何位置的信息（MT 已经知道了站点之间的距离），因此，定时估计中所需搜索的空间范围缩小了，从而使得最大误差也具有了上限。这也就解释了在小区内部时，BS_2 和 BS_3 的曲线较为平缓的原因。但不管怎样，这些场景中定时估计的质量都不足以用于精确定位。

最后，定位估计处理过程的性能变化情况绘制如图 8.19 所示。对于定位，我们使用最具有代表性的结构 $N_{\text{BS,Used}}=3$ 个 BS。迭代高斯-牛顿算法（见第 4.3.2.1 节）的初值为涉及的 BS 的位置的平均值，即

$$\boldsymbol{x}^{(0)}=\frac{1}{N_{\text{BS,Used}}}\sum_{\mu=1}^{N_{\text{BS,Used}}}\boldsymbol{x}_{\mu}$$

我们使用 CDF 作为性能准则（参见第 4.5.2 节）。CDF 是对该场景中多个 MT 位置以及实际噪声的平均。

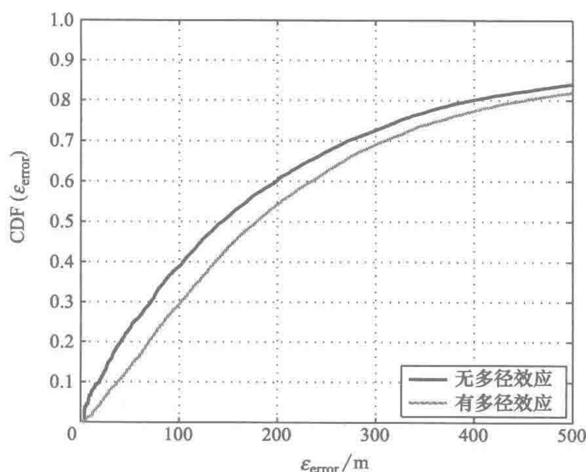


图 8.19 位置估计误差的 CDF 曲线

从上述的观察结果中可见，在单抽头（one-tap）信道（无多传播路径）的情况下，得到的 $CEP_{67\%}<247\text{m}$。而在多径传播的情况下，总的精度会降低。例如，$CEP_{67\%}<281\text{m}$。因此，由于多径传播，该误差仅增加了约 14%。产生这种情况的

原因是，上述多个场景中，所确定的位置没有足够的精度。因此，上述在这些场景中增加的多径传播不会带来较大的影响。需要注意的是，多径导致的影响还可以通过使用多径消除方法降低，相应方法曾在第 7 章提过。比较图 8.16 中的 CRLB 与图 8.19 中的 RMSE，发现干扰信号导致定位精度较低了 2 个以上的数量级。因此，很明显，要想达到理论上的 LTE 定位性能，干扰避免技术（如 E-IPDL，参见 Qualcomm Europe 2009）或干扰消除技术（如干扰消除，参见 2009 年 Mensing 等人的论文）必不可少。

8.4 其他广域及中程系统

本节再介绍两种商用的广域和中等覆盖范围的通信系统，它们中部分使用 OFDM，并且在目前或不久以后也将用于定位。这两种系统是 WiMAX 和 WLAN。

8.4.1 WiMAX

同 3GPP-LTE 一样，移动 WiMAX 也是基于 OFDM 调制方法（参见 2008 年 Etemad 的论文和 2008 年 Wang 等人的论文），并且在 OFDM 参数的规范上具有一定的弹性，例如，不同的符号长度定义或占用带宽。WiMAX 是 IEEE 802.16（2012 版本）标准的子集。表 8.13 展示了有关这些参数的各种典型可选值，以及支持的不同信道带宽。

表 8.13 典型的 WiMAX OFDM 参数

FFT 长度	子载波间隔	OFDM 符号长度	使用的载波	带宽/MHz	系统采样时间/ns
128	10.94kHz	91.43μs	114	1.25	714.0
256			228	2.5	357.0
512			457	5	178.5
1024			914	10	89.3
2048			1828	20	44.6

WiMAX 使用一套构建完善的帧结构，其中下行链路中的每个帧从前到后依次由一个前导 OFDM 符号、控制信息符号和负载符号组成。在接收机端前导符号是已知的，因此将其用于同步和信道估计。预测上行链路中首个 OFDM 符号使用的一组子载波可以实现测距的目的，从而使基站能够计算出每个 MT 的定时提前量参数。这也就确保了所有 MT 的 OFDM 信号能够在基站 OFDM 定时窗口内到达，而不论它们与基站之间的距离是多少。因此，该定时提前量直接就是 BS 与 MT 之间的测量距离。这种内在的测距方法背后的原理是 RTTOA 方法。此外，WiMAX 标准针对 MT 对 TDOA 进行了本地化定义，即在上行链路中定义为 UTDOA，在下行链路中定义为 EOTD（参见 2009 年 Venkatachalam 等人的论文）。带宽和 OFDM 符号定

时参数同3GPP-LTE 中的相应参数比较相当类似。因此，同步性能以及测距性能预计能够与3GPP-LTE 中的那些定位方法的性能处于同一个数量级。

与 LTE 和 LTE-A 相似，IEEE 802.16.1（2012 版）标准的某个子集可能会成为 WiMAX-Advanced 系统，从而为 IEEE 802.16（2012 版）标准制定先进的空中接口协议（Advanced Air Interface，AAI）。IEEE 802.16.1（2012）除了使用 IEEE 802.16（2012）中定义的 LBS（Location Based Services，基于位置服务）支持能力外，还采用一个小区专用前导增强通过下行链路 LBS 区域时的 LBS 支持能力，以提高可测性。因此，增强了下行链路定位能力（参见 2008 年 Wang 等人的另一篇论文）。

8.4.2 WLAN[⊖]

WLAN，也称作 Wi-Fi，是现今在公共场合和办公建筑中通常可获得的网络接入方式，这使得它在不久的将来可能成为最有前景的室内定位方法，至少对于廉价的消费电子产品来说。根据 2010 年 Hiertz 等人的论文，有五种主要的 WLAN 物理层（Physical Layer，PHY）实现［基于 DSSS（Direct-Sequence Spread Spectrum，直接序列扩频）和 OFDM 调制技术］被广泛使用：早期的 802.11 DSSS PHY、802.11b 高速率 DSSS（HR/DSSS）PHY、基于 DSSS 或 CCK（Complementary Code Keying，互补码键控）的 802.11g 扩展速率 PHY（ERP）、802.11a OFDM PHY、802.11g ERP-OFDM PHY 以及 802.11n 高吞吐量（HT）PHY。表 8.14 总结了这些 PHY 中与定位有关的参数。

表 8.14 WLAN 802.11 标准系统参数

参数	值			
标准	802.11	802.11b/802.11g	802.11a/802.11g	802.11n
发布日期	1997	1999/2003	1999/2003	2009
PHY 规范	DSSS	HR/DSSS/ERP-DSSS/CCK	OFDM/ERP-OFDM	HT
调制技术	DSSS	DSSS	OFDM	OFDM
ISM 频段/GHz	2.4	2.4	5,2.4	2.4,5
符号/子载波调制	差分 BPSK、差分 QPSK、8-chip CCK		BPSK、QPSK、16-QAM 64-QAM	
信道带宽/MHz	20	20	5、10、20	5、10、20 40
最小 AP 功率	1mW	—	—	—
最大 AP 功率	通常为 100mW			
MT RX 灵敏度	-80	-76	5MHz：-88 10MHz：-85 20MHz：-82	5MHz：-88 10MHz：-85 20MHz：-82 40MHz：-79

⊖ 援引：GRAMMAR 2009a，第 1.3 节“WLAN 定位”。转载已获得 Helena Leppäkoski 许可。

（续）

参数	值			
MT RX 最大输入/dBm	-4	-10	5GHz：-30 2.4GHz：-20	
扩频码	11-chip Barker 码	11-chip Barker 码 8-chip CCK	—	—
码片（chip）速率	11MHz		—	—
FFT 长度	—	—	5、10、20MHz：64	5、10、20MHz：64 40MHz：128
子载波间隔/kHz	—	—	5、10MHz：78.125、156.25 20、40MHz：312.5	
OFDM 符号时长/μs	—	—	5、10MHz：12.8、6.4 20、40MHz：3.2	
使用的载波	—	—	5、10、20MHz：52 20、40MHzHT：56、114	
占用带宽/MHz	—	—	5、10、20：4.0625、8.125、16.25 20、40HT：17.5、35.625	
抽样时间/ns	—	—	5、10、20、40MHz：200、100、50、25	

相比于之前的 IEEE 802.11（2007 版）标准，当前的 WLAN 标准［IEEE 802.11（2012 版）］通过一些修正［IEEE 802.11k 2008，IEEE 802.11u 2011 以及 IEEE 802.11v（2011 版）］已经实现了对定位功能的支持。移动设备的位置可以通过多种方式进行确定，例如包括 RSS、TOA 和 TDOA。需要注意的是，IEEE 802.11（2012 版）中制定的基于定时的定位方法使用的是 RTTOA。用于获得 RTTOA 的定时测量值以每 10ns 的间隔上报，即达到 3m 的空间分辨率。定时误差 Δt 可以写成 $\Delta t \leqslant \pm n_{err} \times 10\text{ns}$，式中，$n_{err}=1$，…，254，当 $n_{err}=255$ 时，$\Delta t \geqslant \pm 2.55\mu\text{s}$，而当 $n_{err}=0$ 时，Δt 未知。

基于 RSS 或 TOA 测量值的 WLAN 定位方法曾在相关文献（GRAMMAR 2009a）中刊载过。例如，基于 RSS 的 WLAN 定位方法可在 2000 年 Bahl 与 Padmanabhan 的论文，2002 年 Prasithsangaree 等人的论文，2002 年 Roos 等人的论文，2002 年 Smailagic 和 Kogan 的论文以及 2004 年 Wallbaum 和 Wasch 的论文中查阅到；而基于 TOA 的 WLAN 定位方法也可在 2007 年 Ciurana 等人的论文，2007 年 Golden 和 Bateman 的论文以及 2006 年 Izquierdo 等人的论文中查阅到。此外，2009 年 Prieto 等人的论文中还介绍了根据 IEEE 802.11v（2011 版）标准使用 RTTOA 测量值的 WLAN 定位方法的实验结果。作者给出了一个报告称，在室内的场景中，该定位方法的 $CEP_{67\%} \approx 5\text{m}$。

再来看一下使用 WLAN 用于 LCS 的商业产品领域，2013 年 AeroScout 公司在他们的 WLAN 产品中使用 RSS 和 TDOA 测量值用于定位，这些测量值获取自一个私有专用的位置引擎。不过，目前已经没有产品使用 IEEE 802.11（2012 版）标准制定的 RTTOA 测量值用于定位。因此，大多数的 WLAN 产品使用 RSS 测量值用于

LCS。MT 可以通过被动扫描的方式从 WLAN 信标（beacon）帧中获取 RSS 测量值，该信标帧由 WLAN 接入点（Access Point，AP）周期性发射。此外，在很多的移动设备中，例如，智能手机、平板电脑以及笔记本电脑中，通过其系统中标准的 WLAN 服务的 API（Application Programming Interface，应用程序接口）接口可以很容易地获得 RSS 的测量值。

因此，本节的余下部分将仅详细介绍基于 WLAN RSS 的定位方法。在基于 WLAN RSS 的定位方法中使用的算法，主要可以分为三大类：基于 Cell-ID 的定位方法、三边测量法和指纹定位法。

8.4.2.1 Cell-ID

Cell-ID 方法中，MT 会扫描所有可用的 WLAN 信道（参见 GRAMMAR 2009a），并从能够使其接收到最强信号的信道中上报 AP 的位置，作为它的位置估计。在 Cell-ID 方法中，MT 需要与 AP 位置 及其 MAC（Media Access Control，媒介接入控制）地址有关的先验信息。此类定位方法适用于对精度要求不高或定位技术不被作为关注点的场景中。能够得到的精度主要由两个因素决定：WLAN 网络中 AP 之间的距离和环境造成的 RSS 测量结果中的噪声。一般情况下，第一个因素会导致定位结果存在很大的误差范围。现今，大多数的 WLAN 基站会提供多个信道用于 WLAN 扫描，然后再使用基于 RSS 的加权方法可以使测量噪声的影响大为降低，从而持续增加 Cell-ID 方法定位结果的可靠性（参考 diFlora 与 Hermersdorf 2008 年的论文以及 Hermersdorf 2006 年发表的论文）。Cell-ID 方法被用在很多商业 LCS 产品中，例如，Apple 公司和 Google 公司的一些产品（参见 2013 年 Apple 和 Google 产品）。

8.4.2.2 三边测量法

在使用三边测量法的系统中，无线信号路径损耗模型被用来将 RSS 测量值转换成接收机与 AP 之间的距离（参见 GRAMMAR 2009a 相关文档、2002 年 Smailagic 与 Kogan 的论文、2004 年 Wallbaum 与 Wasch 论文）。由于在基于 Cell-ID 的定位方法中，MT 需要有关 AP 位置和 MAC 地址的先验信息。在室内环境中，墙体以及其他结构设施，甚至行人都会造成多径以及衰落问题的出现，而这些问题会使信号传播模型变得复杂。这使得在许多现实生活场景中使用简单的路径损耗模型产生的结果太不精确。为了克服这一问题，可以使用一些其他的模型增强三边测量法的性能，例如，模式匹配（参见 2002 年 Smailagic 与 Kogan 的论文）和概率过滤方法（参见 2004 年 Wallbaum 与 Wasch 的论文）。

8.4.2.3 指纹定位法

指纹定位法是基于 RSS 测量值相对测量位置的实验模型（参见 GRAMMAR 2009a）。这些实验模型也称作无线电地图，主要是基于从充分覆盖无线电区域的多个位置处离线收集到的大量数据。指纹定位法被认为能够很好地应对信号传播误差，因为这种方法实际上使用的是无线电信号位置相关误差特性。无线电地图创建

的过程也被称为校准或训练，与实验模型的校准或训练相对，所需的数据也被称作校准或训练数据。校准数据收集的位置称为校准点。在评估阶段，与这些信息相关的新的矢量被存储在无线电地图中。不过，在指纹定位法中，一个已知的缺陷是，校准数据的采集是费力且耗时的。图8.20所示的是基于指纹定位法进行位置估计的两个阶段。

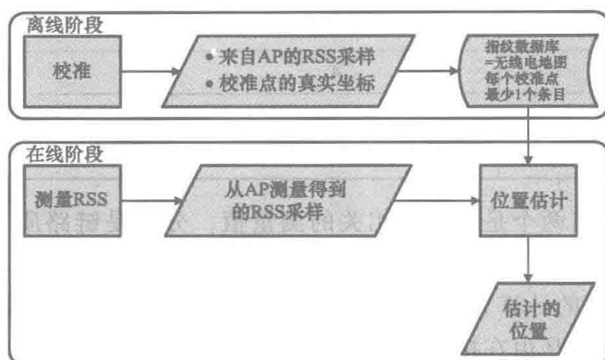


图8.20 基于指纹定位的两个处理阶段㊀

8.5 短距离系统

本节主要介绍蓝牙、ZigBee、UWB、RFID以及NFC短距离通信系统，以及如何使用它们进行定位。

8.5.1 蓝牙

蓝牙是一套工作在2.4GHz ISM频段的无线通信标准（蓝牙SIG 2010），主要用于短距离的数据交换，支持的数据速率为1~3 Mbit/s。蓝牙在BR（Basic Rate，基本速率）模式或LE（Low Energy，低功耗）模式中，使用GFSK（Gaussian Frequency-Shift Keying，高斯频移键控）调制方法，时间带宽积BT=0.5且每个频移1bit。在EDR（Enhanced Data Rate，增强数据传输速率）模式下，2或3个bit被调制在π/4-DPSK（Differential PSK，差分PSK）或8-DPSK上。在BR和EDR模式下，蓝牙在2402~2480MHz频率范围内带宽为1MHz的79个频段上使用跳频扩频技术，而在LE模式下，蓝牙会在上述频率范围内带宽为2MHz的40个频段上是用跳频扩频技术。

蓝牙是一个基于分组的协议，组成具有主从结构的微微网，从而构成无线个域网（Wireless Personal Area Network，WPAN）（参见蓝牙SIG 2010年相关文档）。主

㊀ 引自GRAMMAR 2009a，第1.3节“WLAN定位”。转载已获Helena Lappäkoski授权。

节点通过 TDD 同多达 7 个活跃的从节点共享信道。表 8.15 总结了蓝牙设备的功率等级、最大发射功率以及覆盖范围（参见蓝牙 2013 年相关文档）。需要注意的是，LE 功率等级的覆盖范围是通过插值法估计的。最小 RX 灵敏度应低于 -70dBm。

表 8.15　蓝牙功率等级与覆盖范围

功率等级	最大输出功率/dBm	覆盖范围/m
1	20	100
2	4	10
3	0	1
LE	10	17

在蓝牙中，只有两个是与距离相关的测量值，分别是链路质量（Link Quality，LQ）和 RSSI 参数。LQ 参数的取值范围介于 0 ~ 255 之间，LQ 值越高，表明链路质量越好。LQ 参数的计算方法没有被标准化规范，因此跟各供应商有关。在很多蓝牙设备中，该参数是由在接收机上测量到的平均误比特率得到的（参见 2007 年 Hossain 与 Soh 的论文）。

RSSI 参数返回的是 RSSI 测量值与 GRPR（Golden Received Power Range，黄金接收功率范围）限值之间的差（参见蓝牙 SIG 2010 年相关文档）。图 8.21 描述了 RSSI、GRPR 与 RX 功率之间关系的一个例子。很明显，RSSI 包含与距离有关的信息，但是，它需要依赖实现 GRPR 的具体设备。而且在 GRPR 内，这种距离的不确定性很高。因此，基于蓝牙 RSSI 定位只能提供有限的定位精度。RSSI 值可以通过“读取 RSSI 命令（Read RSSI Command）”获得。在这种情况中，它的测量精度为 ±6dB，并且在 BR 和 EDR 模式下，其上报范围介于 -128 ~ 127dB 之间，而在 LE 模式下，其上报范围则在 -127 ~ 20dB 之间。此外，还可以从多个设备上使用带有 RSSI 事件的查询结果（Inquiry Result）获得 RSSI 数值，上报范围在 -127 ~ 20dB 之间。

在各类文献中，室内蓝牙定位已经得到了广泛的研究。目前，主要有三种定位方法：

1）基于接近度定位，即基于 Cell-ID 定位。由于 RSSI 测量值经常是不可靠且不准确的，因此人们考虑采用这种方法，并在 2005 年 Forno 等人的论文、2003 年 Hallberg 等人的论文以及 2012 年 Li 等人的论文中对该方法有所研究。

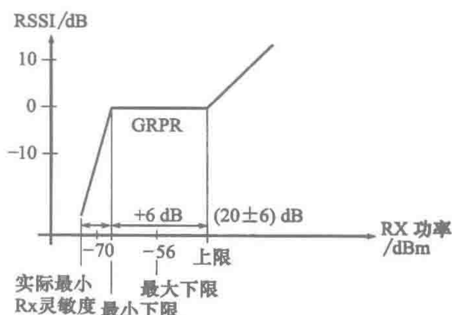


图 8.21　蓝牙 RSSI 参数相对 RX 功率举例[⊖]

⊖ 此处 CRPR 被定义为 0dB RSSI。

2）使用 RSS 或 RSSI 以及传播模型的基于距离的定位，此类方法需要使用 RX 功率测量值（参见 2007 年 Hossain 与 Soh 发表的论文、2003 年 Kotanen 等人发表的论文，以及 2006 年 Zhou 与 Pollard 撰写的论文）。其中，2007 年 Hossain 与 Soh 发表的论文指出，可以直接从蓝牙设备中获取 RSS 测量值，而 2003 年 Kotanen 等人发表的论文和 2006 年 Zhou 与 Pollard 发表的论文中称，可以直接通过蓝牙 RSSI 与 RSS 映射关系获取 RSS 数值（见图 8.21）。上述这三篇论文都使用了传播模型（路径损耗模型）基于 RSS 估计发射蓝牙设备与接收蓝牙设备之间的距离。

3）基于 RSSI 或信号强度差指纹定位方法，该方法发表在 2009 年 King 等人的论文、2013 年 Mahtab Hossain 等人的论文、2005 年 Wendlandt 等人的论文以及 2013 年 Zhang 等人的论文中。类似于第 8.4.2.3 节介绍过的内容，此类方法需要两个步骤：离线训练阶段，用于学习和存储指纹信息；线上阶段，使用之前存储的指纹信息进行位置估计。

另外，还有几篇论文讨论了基于蓝牙和 WLAN 的混合定位方法，例如 2011 年 Baniukevic 等人的论文，2013 年 Mahtab Hossain 等人的论文和 2012 年 Zhu 等人发表的论文。有几个产品（例如，2013 年 infsoft GmbH 公司、POLE STAR 公司和 Teldio 公司的产品）将蓝牙与其他技术结合使用，用于室内定位目的。最后重要的是，2013 年业界成立室内定位联盟（In-Location Alliance），将蓝牙和 WLAN 作为两种主要的技术来推动有关高精确度室内定位技术和相关服务领域的应用创新和市场规模。

8.5.2 ZigBee

ZigBee 是一套无线通信标准，用于低成本、低功耗和低速率的 WSN、WPAN 以及 WLAN 网络（参见 ZigBee 2007 和 ZigBee 联盟 2013 年相关文档）。它可以为多种应用提供解决方案，例如楼宇及家庭自动化、零售及电信服务、智能能源以及医疗保健等行业。ZigBee 网络支持星形、树形和网状拓扑结果（参见 ZigBee 2007 年相关文档）。ZigBee 的 PHY 和 MAC 层实现的是 IEEE 802.15.4 标准（2003 版）。对于信道接入，ZigBee 支持带冲突避免的非时隙载波侦听多路访问（Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance，CSMA/CA）算法和可选的带有信标（beacon）、竞争访问期和无竞争期时隙的超帧。对于竞争访问期，设备使用时隙 CSMA/CA。在无竞争期，设备在保证时隙内发射信号，也就是，使用低延时应用的 TDMA 方案。

根据 IEEE 802.15.4（2003 版）标准，表 8.16 总结了 ZigBee PHY 的系统参数。ZigBee 支持用于网络管理的能量检测和链路质量指示测量项。

类似于蓝牙（见第 8.5.1 节），在很多文献中都有对 ZigBee 定位系统的研究，并且也有很多商用的定位系统：

1）对基于距离相关 RSS 测量值或 RSS 指纹进行定位的研究内容，例如，可见

表 8.16 ZigBee PHY 系统参数

参数	值		
PHY/MHz	868	915	2450
频段/MHz	868 ~ 868.6	902 ~ 928	2400 ~ 2483.5
覆盖区域	欧洲	美国	全球
信道数量	1	10	16
信道间隔/MHz	—	2	5
扩频技术	DSSS	DSSS	DSSS
码片速率/(kchip/s)	300	600	2000
脉冲波形	升余弦波形，滚降系数为 1	升余弦波形，滚降系数为 1	半正弦波形
占用带宽/MHz	0.6	1.2	2
符号调制	BPSK	BPSK	偏移 QPSK
比特率/(kbit/s)	20	40	250
符号率/(ksymbol/s)	20	40	62.5
符号	二进制	二进制	正交 16 进制
最大 TX 功率/dBm	≥ -3	≥ -3	≥ -3
RX 灵敏度/dBm	-92	-92	-85
最大 RX 输入/dBm	≥ -20	≥ -20	≥ -20

于 2011 年 Cherntanomwong 与 Suroso 的论文以及 2012 年 Fang 等人的论文。作者通过实验，指出此类方法的平均定位精度约为 1m。

2）与蓝牙（参见第 8.5.1 节）不同，2012 年 Bedford 与 Kennedy、2011 年 Maheshwari 与 Kemp 以及 2009 年 Pichler 等人的论文研究了基于 TOA 或 TDOA 的定位方法。其中，在 2012 年 Bedford 与 Kennedy 以及 2011 年 Maheshwari 与 Kemp 等人的论文中，发布的定位精度的变化范围在 2 ~ 10m。精度降低的原因主要是 ZigBee 属于窄带信号以及存在多径传播的问题。相反，2009 年 Pichler 等人的论文中指出使用一种带宽为 80MHz 改进的 PHY，定位精度可达到 1m 左右。

3）使用 ZigBee 定位系统的商业产品的例子有 JN5148-001 型无线微控制器（2013 年 NXP Semiconductors 公司产品），可同时测量 RSS 和续航时间，AT86RF233 型无线电收发信机（2013 年 Atmel 公司产品），可测量续航时间，以及 CC2431 型片上系统（2013 年 Texas Instruments 公司产品），只能测量 RSS。

8.5.3 UWB

UWB（Ultra-Wideband，超宽带）通信系统属于短距离无线通信系统，它能够将信号能量散布在非常大的频率范围（参见 FCC 2002 和 ITU-R 2006 相关文档）。因此，UWB 系统可能会与其他多个无线通信技术和服务重叠。典型的 UWB 技术能

够使用至少500MHz的带宽（也称绝对带宽）发射信号，或者大于20%的相对带宽发射。这两种带宽都是在-10dB信号处测量。相对带宽是-10dB带宽与中心频率的比值。很明显，UWB系统的带宽越大，实现的基于定时测距的精度也就越高。

现在已经有多个申请专利的和标准化的UWB通信技术，可以用来实现UWB设备定位。接下来的内容将详细介绍其中的两个标准化的技术规范：IEEE 802.15.4a（2007版）和ECMA 2008及WiMedia 2009b。

1）IEEE 802.15.4a（2007版）标准相比于IEEE 802.15.4（2006版）标准，在内容上做了一些修正，它定义了一种可选的PHY，通过基于脉冲无线电（Impulse Radio，IR）UWB，实现携带精确测距信息的数据通信。此项修正已经被整合到当前的IEEE 802.15.4（2011版）标准中了。表8.17对这些PHY参数进行了总结。

精确测距的精度应当达到1m或者更小。为了实现这一点，UWB测距设备使用两种方式测量RTTOA（参见第2.1.3节）。此外，测距设备使用对称双边双向测距算法降低由两个设备之间时钟漂移导致的测距误差。除了RTTOA估计方法外，IEEE 802.15.4a（2007版）标准还讨论了基于TOA和TDOA估计的定位方法。在这种情况下，携带已知位置信息的锚节点需要被进行时间同步。与ZigBee［IEEE 802.15.4（2011版）］相类似，IEEE 802.15.4a（2007版）标准也支持用于网络管理的能量检测和链路质量指示等位置相关测量项。此外，能量检测测量值可以通过主动检测全部信道带宽的一小部分计算出来，以避免来自其他无线系统产生的有害干扰。

表8.17 UWB PHY系统参数（IEEE 802.15.4a 2007）

参数	值		
频段/GHz	0.2496~0.7496	3.1~4.8	6~10.6
信道数	1	4	11
信道带宽/MHz	499.2、1081.6、1331.2、1354.97		
调制技术	IR-UWB		
脉冲波形	根升余弦，滚降系数为0.6		
脉冲时长/ns	2、0.92、0.75、0.74		
数据调制	BPSK与位置突发调制相结合		
数据率	110kbit/s、851kbit/s（强制）、6.81Mbit/s、27.24Mbit/s		
最大TX功率/（dBm/MHz）	取决于监管机构，例如，FCC规定的最大值为-41.3		
RX灵敏度/dBm	—		
RX最大输入/（dBm/MHz）	≥-45		
PHY帧同步前导码≥			
码字母	三个符号：-1、0、1		
码长度	31	31	127（可选）

（续）

参数	值		
扩频	带有 L-1 个 0 的 Dirac（狄拉克）函数		
扩频长度 L	16	64	127
每符号码片	496	1984	508
峰值脉冲重复频率/MHz	31.20	7.80	124.80
符号时长/ns	993.59	3974.36	1017.63
符号数	短：16、默认：64、中等：1024、长：4096		
同步前导码时长 短/μs	15.9	63.6	16.3
同步前导码时长 默认/μs	63.6	254.4	65.1
同步前导码时长 中等/μs	1017.4	4069.7	1042.1
同步前导码时长 长/μs	4069.7	—	4168.2
测距			
计数器	32 位无符号整数		
计数器分辨率	15.65ps≙4.7mm		
计数器最大值	67.2ms		
置信水平（%）	None、20、55、75、85、92、97、99		
置信区间	100ps、300ps、1ns、3ns		
置信区间比例因子	0.5、1、2、4		

2）WiMedia 联盟（WiMedia Alliance）和 ECMA 国际组织（ECMA International）已经制订了多频段 OFDM（MultiBand-OFDM，MB-OFDM）UWB 系统标准（参见 ECMA 2008 和 WiMedia 2009b 相关文档）。它是一种高速 UWB 系统，能够提供兼顾高数据吞吐率和低能耗的完美组合（参见 WiMedia 2013 年相关文档）。凭借全球主要市场监管机构的批准，该技术已经获得了广泛的业界开发势头，表现在用其实现无线 USB（参见 2010 年 Hewlett-Packard 等人发表的论文）和高速蓝牙等方面。

表 8.18 总结了 PHY 的系统参数。需要注意的是，调频序列是通过时间-频率编码（Time-Frequency Code，TFC）来定义的。WiMedia UWB 设备可以测量链路质量指标，该指标是对 SNR 的估值，也可以测量 RSSI，该指标是设备天线处的接收能量值。除了高速率传输外，WiMedia UWB PHY 还制定了可选的测距和位置识别功能（参见 ECMA 2008 和 WiMedia 2009b 相关文档）。并且，测距精度为 ±60cm，甚至更好（见表 8.18）。在距离相关的测量上，测距设备能够从一个或多个双向测距项中估计 RTTOA（参见 WiMedia 2009a）。

表 8.18　WiMedia UWB PHY 系统参数

参数	值				
标准	ECMA 2008、WiMedia 2009b				
频段/GHz	3.1～10.6				
信道数	14				
信道带宽/MHz	528				
信道组数量	6				
每组信道数	1～4、6 组:3 个,5 组:2 个				
调制技术	MB-OFDM,信道组内跳频				
抽样频率/MHz	528				
FFT 长度	128				
子载波间隔/MHz	4.125				
OFDM 符号时长 (不带保护间隔) OFDM 符号时长 (带保护间隔)/ns	242.42 312.5				
跳频速率/OFDM 符号速率/MHz	3.2				
使用的载波子载波数	110				
使用带宽/MHz	453.75				
最大 TX 功率/(dBm/MHz)	取决于监管机构,例如,FCC 最大为 -41.3				
RX 灵敏度/dBm	-80.8、-70.4、-63.5for53.3、480、1024Mbit/s				
精度	测距≤60cm				
测距计时器分辨率	频率/MHz	528	1056	2112	4224
	时间/ps	1894	947.0	473.5	236.7
	距离/cm	56.8	28.4	14.2	7.10
测距计时器最大值	活跃计时器的 15～18bit、21～24bit、29～32bit 分别对应于 62.1μs、3.97ms、1.02s				

很多研究人员已经深入研究了基于 UWB 系统的定位，读者可查阅 2009 年 Dardari 等人，2004 年 Fontana，2005 年 Gezici 等人，2004 年 Ingram 等人，2002 年 Lee 与 Scholtz 以及 2009 年 Wymeersch 等人发表的论文以及其中引用的相关参考文献。由于其具有大带宽并支持精确测距（参见 IEEE 802.15.4a 2007 年相关文档），大多数的论文作者主要关注的是 TOA、TDOA 或 RTTOA 测距方法。不过，还有一些作者也讨论了将基于定时的测量值同 RSS 测量值融合起来的方法，以提升短距离室内环境的定位精度（参见 2005 年 Gezici 等人的论文）。大多数研究人员考虑的还是使用 IR-UWB 和 IEEE 802.15.4a（2007 版）标准定义的系统用来精确测距。然而，也有少部分的研究人员（参见 2006 年 Cardinali 等人和 2008 年 Xu 等人发表的

论文）讨论了与 MB-OFDM（参见 ECMA 2008 和 WiMedia 2009b）相关的内容。

目前，已经出现了一些用于定位和 LBS 的商用 UWB 系统（参见 2013 年 DecaWave 公司、TimeDomain 公司、UbiSense 公司和 ZEBRA 公司的相关产品）。据我们所知，只有 2013 年 DecaWave 公司生产的一些产品按照 IEEE 802.15.4a（2007 版）标准实现了测距功能。在本书创作时，还没有一家公司按照 WiMedia 2009b 相关标准的 UWB 系统实现测距功能。2013 年 ZEBRA 公司根据新的技术标准，即 IEEE 802.15.4f（2012 版）标准，实现了基于 UWB 无线技术的主动 RFID。

8.5.4 RFID 与 NFC

还有一种被用于定位的无线技术是 RFID（Radio-Frequency Identification，射频识别，参见 ETSI 2006）。常见的 RFID 场景中，标签被粘贴到物品或人的身上。使用一个位置已知的固定的标签阅读器，确定物品或人的位置（参见 2006 年 Miller 等人的论文）。这种基于接近程度的定位方法适合于确定大量的物品或人的位置且较低位置精度要求的场景中，例如，仓库。

近年来，反向 RFID 方法逐渐被考虑用于位置确定（参见 2006 年 Miller 等人的论文）。反向 RFID，即标签被安装到位置已知的固定位置，而由移动物体或人来携带阅读器。该方法适合于数量较少的移动物体或人确定位置，且具有比较好的位置精度。

RFID 标签分为两种类型。第一种是无源标签，使用阅读器辐射的 RF 功率激活。第二种是有源标签，内部含有电池并能够发射信号而无须阅读器。据此，RFID 阅读器只能确定附近的标签，或测量 RSS 确定每个标签的距离，例如，通过指纹定位法（参见 2007 年 Wendlandt 等人的论文）。

对于 RFID，在下述频率中，有几种技术适合用于进行位置确定（参见 2006 年 ETSI 相关文档以及 2006 年 Miller 等人的论文）：433MHz、860 ~ 960MHz 以及 2.45GHz。同低频 RFID 标签相比，这些技术带来的优势是它们可以使用小的天线，并且在远场工作中，它们的功率衰减与距离的平方成比例。例如，2007 年 Wendlandt 等人的论文中指出使用 433MHz 有源 RFID 标签基于 RSS 指纹法进行定位，而 2006 年 Miller 等人的论文也讨论了使用 900MHz 无源 RFID 标签基于接近程度的定位方法。对于无源 RFID 标签，2006 年 Alippi 等人发表的论文中指出，基于从多个 RFID 阅读器得到的测量值，使用贝叶斯（Bayesian）统计方法定位，可以达到 0.6m 的定位精度。

已经有多个组织为 RFID 技术制定了技术标准。例如，ISO/IEC 标准（参见 ISO/IEC 18000 2008—2013 相关文档）为 RFID 在 135kHz、13.56MHz、433MHz、860 ~ 960MHz 以及 2.45GHz RF 频段的项目管理提供了相应标准规范。ISO/IEC 在 13.56MHz HF 频段上制定 RFID 智能卡标准，这些标准中一种可使 RFID 的最大读取范围达到 1 ~ 1.5m（参见 ISO/IEC 15693 2008—2010 相关文档），另一种则将其

读取范围仅控制在为几厘米（参见ISO/IEC 14443 2008—2012相关文档）。EPCglobal合资公司在13.56MHz和860～960MHz频段上也制定了相应的RFID标准（参见EPC HF RFID 2011和EPC UHF RFID 2008），该标准被用来支持电子产品编码（Electronic Product Code，EPC）。EPC是一个唯一标识，用于确定供应链内的特定项目。最近，IEEE也制定了自己的RFID标准，它为有源RFID制定了相应的PHY技术规范（参见IEEE 802.15.4f 2012）。有源RFID技术具有广阔的应用范围，可以用于对低成本、低功耗、可用多年的电池寿命、可靠通信、精确定位以及阅读器选项等特定需求有要求的各种组合应用领域。使用这种标准的商用产品的例子可参见2013年ZEBRA公司的产品。

NFC是出现在智能手机中的一种新型的RFID技术，能够实现两部设备之间简单的配对通信，而只需将它们彼此靠近。NFC技术由NFC Forum推出（参见NFC Forum 2013年相关文档），并且已经由ISO/IEC 18092 2013，ISO/IEC 21481 2012，ECMA 2013a、b以及ETSI 2003、2004等文档进行了标准规范。NFC工作在13.56MHz HF频段，提供106、212和424kbit/s的低数据传输速率（参见NFC Forum 2013）。NFC使用电感耦合，其中松散的电感耦合线圈使其能够在几厘米的距离上共享能量和数据。NFC可以被用来引导发起蓝牙或WLAN通信，例如，交换照片。端到端（Peer to Peer，P2P）模式下的NFC设备既可以作为阅读器，又可充当写入器。NFC还采用ISO/IEC 14443 2008—2012标准定义了NFC标签，这类标签一般是无源的并用于存储数据，供NFC设备从中读取数据。

在相关文献中，很多研究人员考虑在NFC中使用基于接近程度的定位，以及通过NFC标签实现室内定位导航（参见2012年Bittins与Sieck、2012年Hammadi等人以及2011年Ozdenizci等人发表的论文）。例如，2012年Bittins与Sieck的论文设计了一种室内NFC定位实验，该实验使用了一个带有200个粒子的粒子滤波器，在一部Google Nexus S智能手机上进行。粒子滤波器需要使用手机的惯性导航传感器、电子罗盘和NFC标签的测量值。NFC标签的覆盖范围为10cm，可向粒子滤波器提供精度为10cm的绝对的位置信息。

8.6　标准化

前面几节已经介绍了几种与定位有关的无线通信系统标准，即：

1）3GPP的GSM、UMTS以及LTE（ETS 2013e和ETSI 2012a，j）标准；

2）WiMAX标准（IEEE 802.16 2012和IEEE 802.16.1 2012）；

3）WLAN标准（IEEE 802.11 2012）；

4）蓝牙标准（蓝牙SIG 2010）；

5）ZigBee标准（IEEE 802.15.4 2003和ZigBee 2007）；

6）UWB标准（ECMA 2008、IEEE 802.15.4a 2007和WiMedia 2009b）；

7）RFID 与 NFC 相关标准（EPC HF RFID 2011、EPC UHF RFID 2008、IEEE 802.15.4f 2012、ISO/IEC 14443 2008—2012、ISO/IEC 15693 2008—2010 以及 ISO/IEC 18000 2008—2013）和（ECMA 2013a，b、ISO/IEC 18092 2013 以及 ISO/IEC 21481 2012）。

除了上述标准外，还有很多其他与无线定位有关或在不久的将来与无线定位有关的标准化的技术和规范。前面几节中没有对它们进行讨论，这里将其列举如下：

1）3GPP2 CDMA2000 标准。高级前向链路三边测量（Advanced Forward Link Trilateration，A-FLT）是 3GPP2 为 CDMA2000 制定的一种标准（参见 3GPP2 2004 年相关文档）。与 GSM 或 UMTS 不同，CDMA（IS-95）和 CDMA2000 属于时间同步系统。因此，很容易测量时间差。A-FLT 方法的主要思路是测量 CDMA 导频信号对之间的时间差（脉冲延时）。每个信号对由服务小区导频信号和一个相邻小区导频信号组成。时间差被转换成范围信息。最后，使用该范围数据构建特定的曲线，其中曲线交点即被定义为 MT 的位置。

虽然从该方法的名字上来看，A-FLT 方法指的是一种基于 MT 的定位方案，但实际上对位置既可由 MT 确定，也可由网络来确定。对于基于 MT 的方案，MT 必须通过它的搜索器在多个导频信号中确定到达时间差。而对于 MT 辅助方案，导频信号测量消息会同往返延时被用于确定时间差。由于这种方法的基本原理是 TDOA，因此，其导航方程的解法类似于 EOTD 或 OTDOA。

除了 A-FLT 方法外，3GPP2 还制定了 GNSS、AGNSS、A-FLT 和 AGNSS 混合位置确定方法标准（参见 3GPP2 2004 年相关文档）。

2）开放移动联盟（Open Mobile Alliance，OMA）已经制定了 SUPL 协议标准（参见 OMA 2011 年相关文档）。SUPL 可实现在网络用户平面中通过 IP 承载网传输辅助和定位数据，和基于 SET（SUPL Enabled Terminal，具备 SUPL 能力的移动终端）的定位。该协议分别在 SLP（SUPL Location Platform，SUPL 位置平台）和 SET 之间、SLC（SUPL Location Center，SUPL 位置中心）和 SPC（SUPL Positioning Center，SUPL 定位中心）之间定义了参考点。SUPL 利用现有能够得到和可能用到的标准，还制定了一些安全（例如，认证、授权等）、充电、漫游以及隐私等方面的功能。此外，SUPL 还被设计具有可扩展能力，以支持将来可能需要的定位技术。

目前，可支持下述 SUPL 承载网络（参见 OMA 2011 年相关文档）：GSM 及其改进的 GPRS 和 EDGE、UMTS、LTE、CDMA、CDMA2000 及其改进的 HRPD、WiMAX、WLAN、I-WLAN（3GPP/3GPP2 WLAN 互通网）、I-WiMAX（3GPP/3GPP2 WiMAX 互通网），以及固定宽带（例如，有线、DSL 等）。

在这些 SUPL 承载网络中，SUPL 可支持多种定位方法（参见 OMA 2011 年相关文档）：自主（独立）GPS、GPS 辅助、EOTD（GSM）、OTDOA（UMTS）、A-FLT（CDMA/CDMA2000）、E-CID、自主 GANSS（Galileo and Additional Navigation Satellite Systems，伽利略和附加导航卫星系统）、GANSS 辅助、OTDOA（LTE）、基

于 SET 的 E-CID、基于 SET 的 OTDOA、高精度 AGNSS、SET 辅助和基于 SET 的短程节点或其他传感器。

3）GNSS 是无线定位系统。目前，智能手机都实现了自主 GPS 和 GPS 辅助接收机，并且在不久以后，还会实现 GNSS 和 AGNSS 接收机。因此，相关人员已经在公共接口控制文档中为接收机使用的开放服务 GNSS 信号制定了标准和规范，更多细节请参阅第 1 章。

4）相关人员已经制定并开发了在 60GHz 频段上发射信号的新技术（参见 ECMA 2010、IEEE 802. 11ad 2012、IEEE 802. 15. 3c 2009 和 WirelessHD 2010 年相关文档）。由于它们的传输带宽大于 500MHz，因此可将这些标准认为是 UWB 系统（参见 FCC 2002 和 ITU-R 2006 相关文档）。尽管，这些标准的制定没有一个是出于定位考虑的，但是它们都考虑使用波束成型技术拓展通信范围。因此，可以开发测量 AOA 或 AOAD 的新设备用于定位。

第9章 应　　用

本章将介绍一些基于位置信息的应用，这些位置信息是从无线定位信息中得到的。首先，在第9.1、第9.2和第9.3节中，主要是一些基于改进无线通信系统的应用，这些通信系统通过宏分集、无线资源管理和移动管理等技术实现性能提升。有关此类应用的详细信息请参阅（WHE n. d.）。其次，在第9.4节中，将介绍蜂窝移动通信系统中另一个重要的应用，即紧急呼叫，该应用已经推动了无线定位技术的标准化进程。最后，在第9.5节中，还将简要概括LBS的广阔应用领域。

9.1　宏分集

宏分集是一种具有多个天线的空间分集方案，这些天线通过多阶波长彼此分离。在蜂窝网络或Wi-Fi中，宏分集意味着天线位于不同的BS或AP上。宏分集方案的例子包括UMTS（参见ETSI 2010）系统中的CDMA软切换和3GPP LTE-Advanced（参见3GPP 2010）中的协作分集。在第9.1.1节，我们将讨论如何应用空间分集技术和空时码（Space-Time Code，STC）借助位置信息的帮助提供比纯宏分集性能更好的蜂窝分集（Cellular Diversity）。然后，在第9.1.2节中，我们还将讨论蜂窝OFDM中基于位置的同步，即多链路同步，它是实现宏分集技术的一个必要的先决条件。最后，我们将研究位置感知自适应通信系统，该系统结合位置信息使用自适应调制和编码来实现宏分集。

9.1.1　蜂窝分集

对于LTE-Advanced，移动终端的SINR需要有显著的提升（参见WHERE D3.1 2009）。因此，人们设想出一种多点协作传输（Coordinated Multi-Point Transmission/Reception，CoMP）的概念，它意味着在下行链路中，多个传输点彼此协作，同时进行传输（参见3GPP 2010和2008年Parkvall等人的论文）。后来，人们又提出另一种方法，该方法可以利用在同一个区域内服务的相邻BS的星座图，也就是它们各自的小区边界和用户终端位置信息，如图9.1所示。该方法在这些广播区域内应用发射分集技术，进一步产生除已有宏分集外的其他分集源。因此，宏分集与发射分集技术结合使用，就转化成为蜂窝分集技术（参见Plass 2008）。通过相邻的BS，可应用两种发射分集技术：蜂窝CDD（Cellular CDD，C-CDD）中的循环延迟分集（Cyclic Delay Diversity，CDD，参见2001年Dammann和Kaiser的论文）技术和CAT（Cellular Alamouti Technique，蜂窝阿拉莫提技术）技术中的空时分组编

码，也就是 Alamouti 编码（参见 1998 年 Alamouti 论文）。

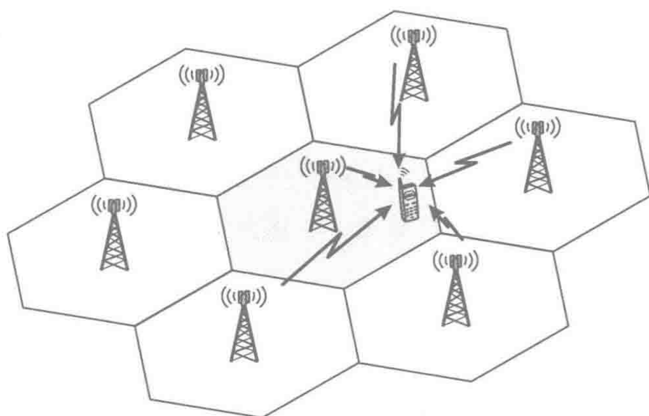


图 9.1 相邻 BS 对小区边缘位置 MT 的影响

9.1.1.1 蜂窝循环延迟分集

多个基站发射的带有循环延迟的同一个信号，在接收机处将被看作为一个带有高频选择性的信道。例如，由此产生的额外频率分集可通过信道编码收集。较高数量的发射天线或 BS 不会导致速率损耗。而且，对于常量信道特征，在多个子载波或符号和发射天线，或者 BS 数量上没有特定的要求。C-CDD 的基本原理如图 9.2 所示。

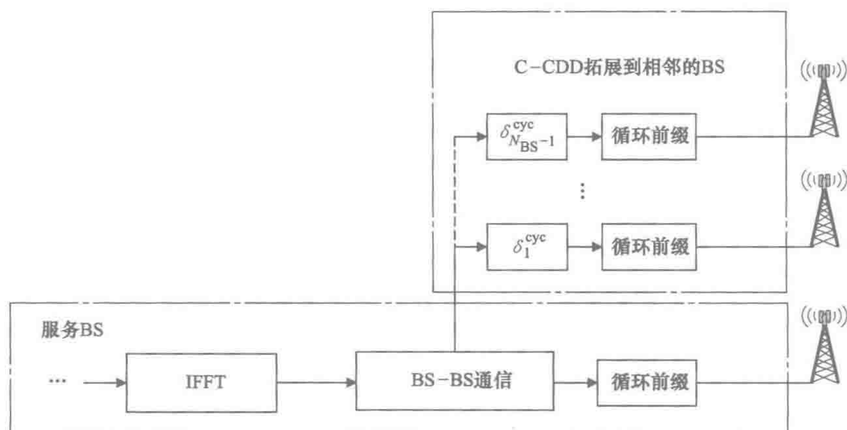


图 9.2 C-CDD 的基本原理与流程

9.1.1.2 CAT 技术

采用正交设计的空时分组编码（Space-Time Block Code，STBC，即 Alamouti 编码，参见 1998 年 Alamouti 的论文）的发射分集概念，也可应用在蜂窝通信环境中。由于 STBC 中的空间维度是由发射机中多个发射天线给出的，因此相应地，这种空

间维度也可由蜂窝通信系统中多个同时发射信号的 BS 给出。将简化的 Alamouti 编码使用在特定的 STBC 案例中，就产生了 CAT 技术。从而使两个移动用户能够同时获得非常高效的服务。图 9.3 描述了位于相同广播域内的两个移动用户。两个移动用户的数据将基于 Alamouti 编码使用下述信号设计方案发射出去，即

$$B_{\mathrm{CAT},2}=\begin{pmatrix} S_0^{(0)} & S_0^{(1)} \\ -S_0^{(1)*} & S_0^{(0)*} \end{pmatrix}$$

式中，$(\cdot)^*$ 表示复数共轭；$S_0^{(0)}$ 是第一个用户在 0 时刻的发射信号；$S_0^{(1)}$ 表示第二个用户在 0 时刻发射的信号。

对于正交设计中的 STBC，接收机被强制要求对每个发射天线进行信道估计。发射天线的分散导频符号集可以被用来实现对每个 BS 进行单独的信道估计（参见 2002 年 Inoue 等人的论文）。因此，接收机需要使用一种新的信道估计处理，才能利用附加的发射分集。而且，相邻 BS 发射的第二个信号中的附加导频信号会降低总的数据吞吐量。

9.1.1.3 蜂窝分集位置信息利用

广播域内具有相同需求的用户可以从这两种技术上受益。BS 间的通信对于确保所需信号的传输是非常必要的。因此，在相邻的 BS 上预先获得用户位置信息对于蜂窝分集技术初始化过程是非常有益的。而且，使用位置信息，还可以使自适应功率传输方案得到应用，从而在临近小区边界地方扩展分集区域。

基于 CAT 技术，同时接受服务的两个移动用户

在采用 CAT 技术的情况下，两个移动用户可以同时得到有效的服务，如图 9.3 所示。基站利用从反馈链路中得到的信息，即两个用户位于蜂窝网络中相似的位置。通过这些信息，两个用户可同时得到服务，避免两者之间任何的小区间干扰，并且能够利用额外的分集增益。

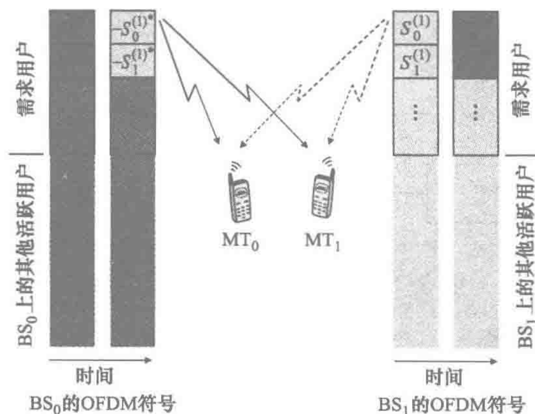


图 9.3　同时服务两个用户时 CAT 的 OFDM 符号设计

蜂窝分集中根据位置自适应调整发射功率

由于传播路径损耗的影响，在蜂窝分集技术中，从所有参与的 BS 上接收的最大分集可直接在小区边界处获得。因此，可通过根据移动用户位置调整发射功率来扩大最大分集区域。这种想法可通过采用自适应发射功率来实现，从而确保移动设备从所有 BS 中接收到的信号强度最大。

由于这些 BS 的最大发射功率被限制为 $P_{\max}$，因此在蜂窝分集技术中，每个 BSm 自适应发射功率 $P_{t,m}$应遵循下述约束

$$\sum_{m=0}^{N_{\mathrm{BS}}-1} P_{t,m} = P_{\max}$$

假设将最大发射功率归一化为 1，并且使用自适应功率因子 $a_m \in [0, 1]$代表每个 BS 的发射功率，得到

$$\sum_{m=0}^{N_{\mathrm{BS}}-1} \mathrm{E}\{|a_m|^2\} \overset{!}{=} 1$$

接下来，我们将介绍在两个小区情况下的一种基本的功率自适应调整方法。从两个基站接收的混合信号的最大功率应为 $P_{\max}$。根据前面假设的两个等式，自适应功率权重因子应为

$$a_0 = 1 - a_1$$

是否使用功率自适应还是使用满功率仅从一个基站发射所需信号，应当根据参考系统未使用蜂窝分集技术时的性能与使用蜂窝分集技术时的性能来权衡决定，使用蜂窝分集时，参考系统能够降低一半的发射功率，参见后面的评估一节。此外，直接的位置信息也会影响这一决定。

9.1.1.4 方法、假设及评估准则

蜂窝网络可以根据移动用户在某个位置的定位精度提供输入，这可被用于预先对蜂窝分集技术进行初始化。位置信息的精度越高，功率自适应的效果就越好。另一方面，现有环境信息也是十分必要的。例如，任何一个蜂窝分集信号是否可以被完全阻挡？因此，启动蜂窝分集技术的初始化是有意义的。此外，定期更新位置信息对于提高发射信号功率自适应的效果也是非常必要的。

蜂窝分集技术可应用在诸如包含两个小区的多蜂窝环境中。其性能结果由需求用户的 BER（误比特率）决定。

要想对带有位置信息的蜂窝分集技术进行评估，可采用完全更新的位置信息。因此，可在蜂窝分集的上层应用发射功率自适应，从而扩大接收分集区域。

9.1.1.5 评估

仿真环境搭建

该仿真环境基于下行链路进行搭建，相关系统参数和环境参数见表 9.1 和表 9.2。

表 9.1　系统参数

载波频率	5GHz
信号带宽	82MHz
子载波间隔	49kHz
FFT 长度	2048
使用的子载波数	1664
单用户占用	208 个子载波
每帧内 OFDM 符号数	16
保护间隔长度	128
卷积码	rate 1/2;$(561, 753)_8$
调制技术	4-QAM
SNR	5dB
信道状态信息	完全由接收机决定
C-CDD 循环延时	30 个采样

表 9.2　环境参数

小区半径	300m
小区数	2
路径损耗衰减系数	3.5
信道模型	IEEE 802.11n(IEEE 2004 年),较大的开放空间(室内和室外)统计独立的信道,每个 BS 具有相等的随机属性
发射功率	归一化

C-CDD 与 CAT 仿真环境搭建之间的区别。在 C-CDD 中，OFDM 帧上的 OFDM 符号采用完全内交织（二维交织）。与之不同的是，对于 CAT，仿真链只包含一个频率交织（一维交织），用来保持 Alamouti 编码的时间非选择性约束。由于移动无线信道很可能具有时间非选择性，也就是，两个连续符号之间的衰落几乎是个常量。因此，使用二维交织很可能打破这种准静态的衰落假设。从而破坏有利的 Alamouti 编码。

仿真结果

后面，我们会介绍一种包含在两个小区的场景中，应用蜂窝分集技术的仿真结果。图 9.4 描述了与移动用户到所需 BS 之间距离（单位：m）对应的误比特率（BER）。小区边界位于距离移动用户 300m 处。

应用蜂窝分集方法的性能是同未使用发射分集技术的 OFDMA（Orthogonal Frequency Division Multiple Access，正交频分多址）参考系统进行比较得出的。其中，

在每个小区站点内，OFDMA 参考系统被随机独立地分配子载波。参考系统分别是减半和满载的。在蜂窝分集技术中，每个 BS 使用减半的发射功率发射信号。因此，移动终端制定的接收功率等同于传统的 OFDMA 系统。此外，随后的仿真结果中，也对自适应发射功率策略进行了研究。

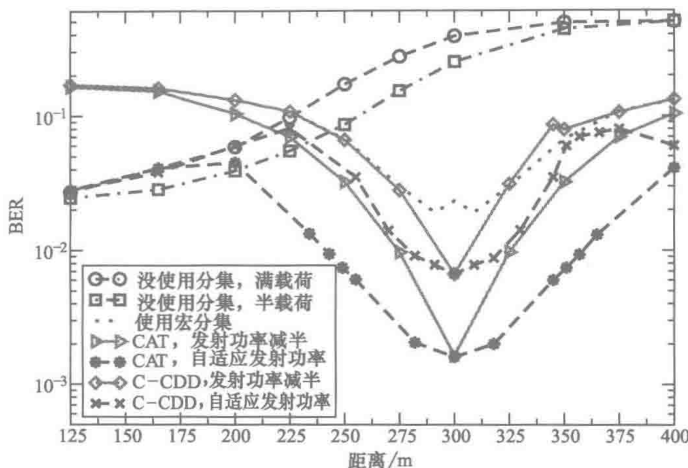


图 9.4 不同移动设备与所需 BS 之间距离对应的 BER[㊀]

从靠近小区边界（$d=300\mathrm{m}$）的区域内，可以观察出对于新提出的蜂窝分集技术在这个区域内存在一个大的性能提升。在小区边界区域，纯宏分集场景也代表了传统 OFDMA 单用户场景，不带有任何小区间干扰。与纯宏分集相比，C-CDD 能够带来额外的性能提升，可从两个小区站点发射相同的信号，而不带有任何循环延时。不过，C-CDD 也存在一个缺点，就是由于受到人为原因引入的延时和固有的地理延时的影响。这两种延时彼此相互抵消，同时发射分集也不再存在，这一点可从 $d=345\mathrm{m}$ 处看到。基本 C-CDD 的这一缺点可以通过使用定义间隔之外的随机化延时的方法来消除。对于接收机来说，这种方法不需要额外的信令。随机选取的循环延时包含在自适应发射功率方法中。在受调控的蜂窝系统中，每个 BS 都被限制了最大发射功率。接收分集和产生的性能增益在小区边界附近的广阔区域内得以增长。与两个 BS 上的带有减半发射功率的非自适应 C-CDD 相反，功率自适应确保了信号在整个小区内能够以最大的功率被接收。

对于 CAT，在小区边界区域内获取的性能增益要比 C-CDD 大。CAT 能够在移动终端现有的宏分集上利用更多额外的发射分集。发射功率自适应（取决于移动用户的位置）扩大了 C-CDD 场景中的接收分集区域。对于 C-CDD，在 $d=225\mathrm{m}$

㊀ 假设的仿真场景为 SNR = 5dB，使用蜂窝分集技术（C-CDD 和 CAT），在带有减半发射功率、自适应发射功率以及未采用发射分集技术等情况下的仿真结果。其中，小区边界位于距离移动设备 300m 处。

处，需要决定是否使用自适应功率传输；而对于 CAT，在 $d=200\text{m}$ 处，则需要给出这一决定。

9.1.2 蜂窝 OFDM 中基于位置的同步

无线通信系统通常都会把目标放在频率复用系数上，以便能够高效地使用可以获得到的频谱。临近的小区需要访问同一个时间-频率资源，尤其是同一个频谱。在小区边界区域，相邻的基站发射的下行信号被接收时带有相似的功率电平。这时如果在服务基站和干扰基站之间没有任何协调机制，便会导致产生严重的干扰，使其在小区边缘处极难实现高数据速率。

为了克服这一问题，人们已经提出了很多解决概念（参见第 9.1.1 节），比如像干扰协调（参见 2009 年 Astely 等人的论文或本书第 9.2.1 节），它可以在小区边界通过协调的资源管理降低干扰；以及宏分集的概念，即位于小区边缘的移动终端可从多个基站获得服务（参见 Plass 2008）。

在接收机端，必须执行的第一个且最重要的步骤就是同步。在这个过程中，必须要对本地振荡器频率偏移以及帧和符号定时进行估计，以便能够正确地检测数据符号。为了实现同步，通常的方法是发射信号，这种信号对于接收机来说是已知的。例如，在 3GPP-LTE 中，这类信号在称为主同步信号（PSS）和辅同步信号（SSS）中发射（参见 2007 年 Tsai 等人的论文）。与数据符号一样，同步信号也会受到干扰的影响。因此，很明显可将该问题上升为是否可以使用类似的方法解决干扰问题。

本节主要研究利用位置和信道状态信息可以带来的潜在的时间同步性能提升。该评估基于 3GPP-LTE 标准，相关描述可参见本书第 8.3 节。之前我们已经在第 8.3 节引入了 3GPP-LTE 标准中有关同步问题研究的概念，同时，也在第 3.2.2 节中引入了适当的同步方法。这里，我们会扩展这些相关概念，成为多链路同步。由于所提出的方法需要利用不同传输站点传输信道的能量，因此这些方法也会涉及数据调制中的宏分集概念。除此之外，很多宏分集方案需要不同传输站点之间的信号同步（参见第 9.1.1 节）。该仿真使用基于 WINNER 信道模型（参见第 8.3 节）的典型城市多小区场景，体现了在临界小区边缘区域内运行时，采用所提时间同步方法可获得的性能。

9.1.2.1 基于位置信息的多链路同步

像在开始时提到的那样，在蜂窝通信系统中的小区边缘，由于使用同一个频率复用，因此存在很高的干扰电平。不同 BS 发射的信号在小区边界区域具有相似的功率电平，彼此叠加。很明显，该问题已经上升为是否可以使用从不同 BS 接收到的同步信号的能量。图 9.5 指出了存在两个 BS 的这一场景以及所提出的解决方法，它与宏分集的原理之间存在着密切的联系。

服务 BS_1 和相邻的 BS_2 分别同时发射信号 s_1 和 s_2。由于具有不同的信号传输延

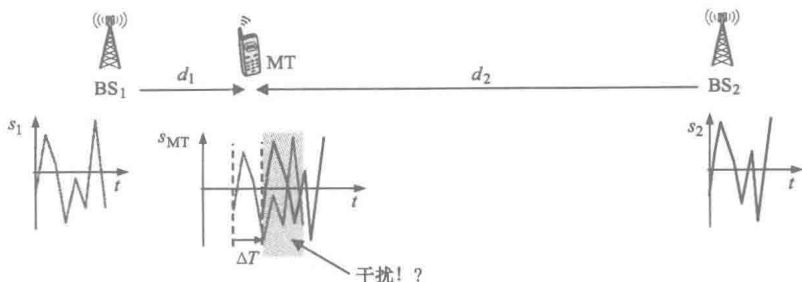


图 9.5　位置感知同步

时 δ_1 和 δ_2，因此，它们到达 MT 处的时间偏差为 $\Delta T = \delta_2 - \delta_1$。如果不知道有关信号 s_2 的任何信息，那么对于服务 BS 的信号来说，信号 s_2 就是干扰信号。不过，同步序列通常是已知的。根据距离 d_1 和 d_2，可以得出该时间偏移为

$$\Delta T = \delta_2 - \delta_1 = \frac{d_2 - d_1}{c}$$

因此，ΔT 也是从两个相关器获得的分别与 s_1 和 s_2 匹配的两个相关峰的时间偏移。已知该时间偏移 ΔT，相关器的输出信号就可以进行合并。通常，假设存在这样的一组相关器，即

$$CC_i(n) = \sum_{k=0}^{N-1} s_i(k) r^*(k+n), \quad i = 1, \cdots, N_{\mathrm{BS}} \tag{9.1}$$

它们与 N_{BS} 个 BS 发射的无线帧 $s_i(k)$，$i=1$，…，N_{BS} 内的同步序列相匹配。式 (9.1) 内的接收信号由下式给出

$$r(k) = \sum_{i=1}^{N_{\mathrm{BS}}} \alpha_i(k, d_i) s_i(k) * h_i(k - \delta_i) + n(k)$$

它是由临近的 BS 发射的，N_{BS} 个信号的叠加。此处，$s_i(k)$ 表示 BS_i 发射的信号，即包含 PSS 和 SSS 序列的 3GPP-LTE 无线帧。$h_i(k-\delta_i)$ 是从 BS_i 到 MT 的信道冲击响应，其中考虑了绝对信号传播时间 i（抽样中）。“ * ” 表示卷积运算。我们假设将信道冲击（小尺度衰落）$h_i(k)$ 的平均能量归一化为 1，即 $\sum_k \mathrm{E}\{|h_i(k)|^2\} = 1$。大尺度衰落效果，像阴影衰落和路径损耗，由系数 $a_i(k, d_i)$ 描述，它具有时变特性且依赖于 BS_i 与 MT 之间的距离 d_i。我们假设距离 $d_i = cT_S\delta_i$ 正比于抽样中的信号传播时间 δ_i，式中，c 是光速。$n(k)$ 表示方差 $\sigma^2 = \mathrm{E}\{|n(k)|^2\}$ 的 AWGN。

对式 (9.1) 中的相关器信号进行合并，我们首先对抽样中表示的时间偏移进行变换，得到下述等式

$$\delta_i = \frac{d_i}{cT_S}, \qquad i = 1, \cdots, N_{\mathrm{BS}}$$

MT-BS_i 的距离 d_i 可利用 MT 与 BS_i 的位置进行计算。BS 的位置是固定的，且通常是已知的。MT 的位置可从像 GPS 那样的卫星导航系统中获得，或是通过 3GPP-

LTE 本身的定位方法中获得。根据等增益合并（Equal Gain Combining，EGC）原则，简单归纳变换的相关器的结果数值。为了考虑到信号质量因素，我们在归纳之前会对单个相关器的输出进行加权。这种方法涉及最大比合并（Maximum Ratio Combining，MRC）。因此，就有

$$CC(n)=\sum_{i=1}^{N_{BS}}\gamma_i\left|CC_i(n-\delta_i)\right|$$

找出上述合并等式的最大值，就可以得到定时估计，即 $\hat{n}_0=\arg\max_n CC(n)$。

加权系数可以表示为

$$\gamma_i=\begin{cases}1, & \text{EGC}\\ \text{SINR}_i, & \text{MRC}\end{cases}$$

式中，我们使用 SINR_i 作为加权系数。在我们的方法中，SINR 可以通过下式从长期衰落系数 $\alpha_i(k,d_i)$ 中计算出来，即

$$\text{SINR}_i=\frac{\left|\alpha_i(k,d_i)\right|^2}{\sigma^2+\sum_{j\neq i}\left|\alpha_j(k,d_j)\right|^2}=\frac{\left|\alpha_i(k,d_i)\right|^2}{\text{E}\{\left|r(k)\right|^2\}-\left|\alpha_i(k,d_i)\right|^2}$$

这里，我们假设 $|\alpha_i(k,\ d_i)|^2$ 是从 BS_i 接收到的不含噪声的信号功率，即 $\text{E}\{|r(k)|^2\}=\sum_i|\alpha_i(k,\ d_i)|^2+\sigma^2$。其中，对 $\text{E}\{|r(k)|^2\}$、$|\alpha_i(k,\ d_i)|^2$ 以及 σ^2 的估计，既可以通过适当的信道估计算法得出，也可以通过使用指纹数据库和 MT 位置信息知识（即距离 d_i）预测得出。

信道状态信息

无线通信系统必须能够应对并处理显著的多径传播问题。在这种问题中，发射信号的多个复制品会在不同的时间到达接收机。这会导致式（9.1）定义互相关函数的最大数值发生偏离。要想摆脱这种偏离，需要在多径传播之后将接收信号$r(k)$与假设的正确信号进行交叉相关。因此，使用 $\tilde{s}_i(k)=s_i(k)*h_i(k)$取代式（9.1）中的 $s_i(k)$。对于多链路同步，信道冲激响应 $h_i(k)$必须通过针对每个 BS 的信道估计算法给出。

9.1.2.2 仿真结果

本节我们使用第 8.3.3 节中图 8.13 搭建和描述的蜂窝仿真环境对位置和信道状态信息的效益进行评估。

多链路同步

图 9.6 在考虑了第 9.1.2.1 节的位置信息后，对小区临近边缘区域的同步精度进行了对比。根据比较结果，此处绘制了 CC 单链路同步性能图形。在包含两个 BS 的情况下，对于 MRC 存在一个微笑的提升。我们假设长期衰落系数 $|\alpha_i(k,\ d_i)|^2$ 是完全已知的，该系数被用来计算 MRC 权重系数和 MT 的位置。

与之前的结果相比，图 9.7 体现了额外考虑信道冲激响应之后的性能提升。相比于单小区的同步性能，如今 MRC 下的多链路同步的性能得到了明显的提升。正

如我们所预期的，MRC的性能随着合并的BS数量的增加而单调增长。比较这些结果，如图9.6和图9.7所示，表明多径相关偏差会明显掩盖不同BS发射的同步信号合并所产生的潜在增益。

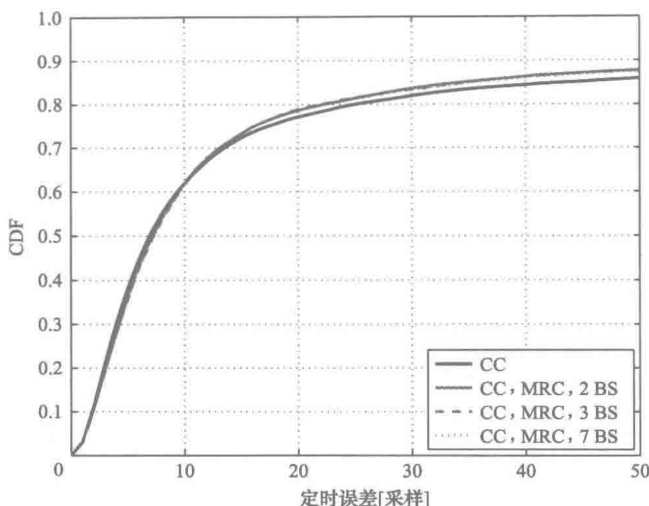


图9.6 小区边界区域内基于MRC的CC多链路SSS同步精度[⊖]

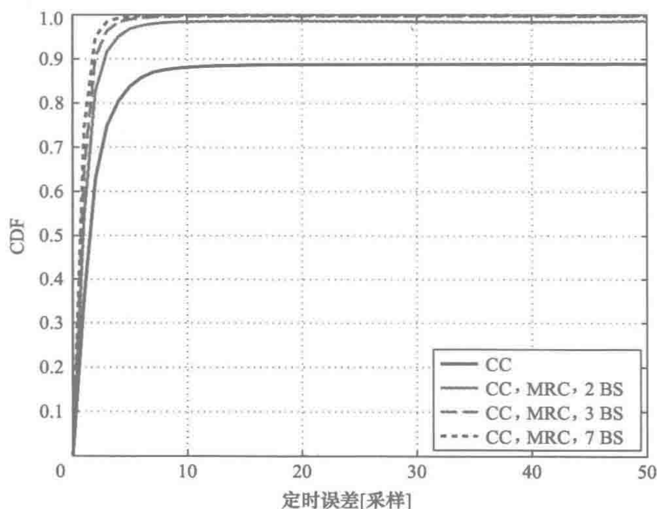


图9.7 小区边界区域内基于MRC的CC多链路SSS同步精度[⊖]

⊖ 该同步精度结果分别是在包含2个、3个或7个最强BS的场景中得到的，需要注意的是，这些不同的MRC场景中，曲线近似重合在一起。

⊖ 该同步精度结果分别是在包含2个、3个或7个最强BS的场景中得到的，其中，在各场景中均考虑了信道冲激响应的影响。

不完全位置信息的影响

前面，我们假设 MT 的位置信息是完全已知的。位置信息被用来计算第 9.1.2.1 节中相关信号合并中的定时偏移。但是，由于 MT 的位置信息是使用一些适当的方法估计得出的，因此可能会不准确。在接下来的内容中，我们主要讨论位置估计误差对位置感知同步算法的影响。同前面的结果相比，我们已经建模并引入了位置误差，即使用均值为 0，标准差为 10m 和 100m 的二维高斯随机过程表示位置误差。考虑和未考虑小尺度信道状态信息（CSI）的 MRC 结果以信道冲激响应的形式绘出。图 9.8 描述了位置误差 $\sigma=10\text{m}$ 时 MRC 的结果，仿真结果表明，相比于考虑和未考虑 CSI 的已知完全位置信息的情况，其性能只产生了微小的降低。位置误差为 $\sigma=100\text{m}$ 的结果如图 9.9 所示，可以看到，考虑了 CSI 因素影响之后的 MRC 性能发生了下降。不过，相比于单一小区的场景，在可用性方面，增益仍然是可以观察到的。这意味着，多链路 CDF 曲线较早地接近概率 1。对于未考虑 CSI 的 MRC，多链路偏移的影响似乎占主导地位。因此，由位置不精确引入的性能降低主要是对估计精度产生影响，从 3 ~4 个抽样到 12 ~14 个抽样这使得定时误差增加了 90%。不过，对于可用性来说，并没有显著的影响。

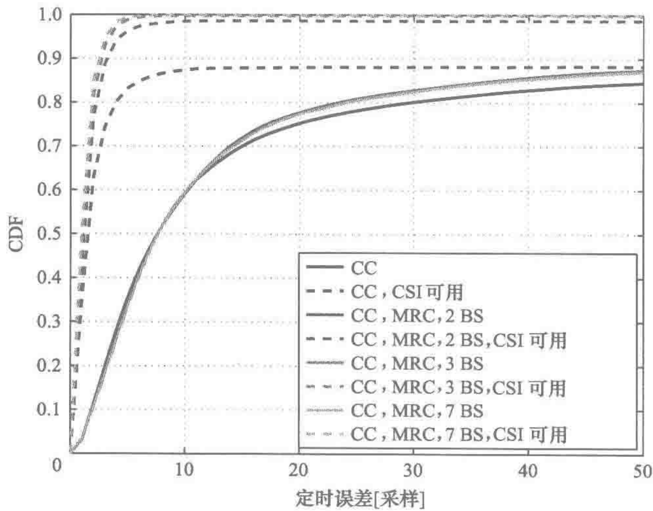


图 9.8　小区边界区域内基于 MRC 的 CC 位置精度（$\sigma=10\text{m}$）对 SSS 同步性能的影响

总结本节，我们已经研究了蜂窝无线通信系统中位置和信道状态信息对同步带来的帮助。本书第 3.2.2 节已经介绍了用于时间同步的基本方法，本节针对多链路过程扩展了这一基本方法。在多链路过程中，可利用从多个相邻基站发射的同步信号提升同步性能。对于许多宏分集方案来说，这是一个先决条件（参见第 9.1.1 节）。使用位置信息可以在接收机上及时地将来自不同基站的接收信号同和它们对应的相关器信号关联起来。仿真结果表明，如果能够获得小尺度的衰落信息（也就是信道冲激响应）并在相关中将这些信息考虑进来，就可获得显著的定时性能

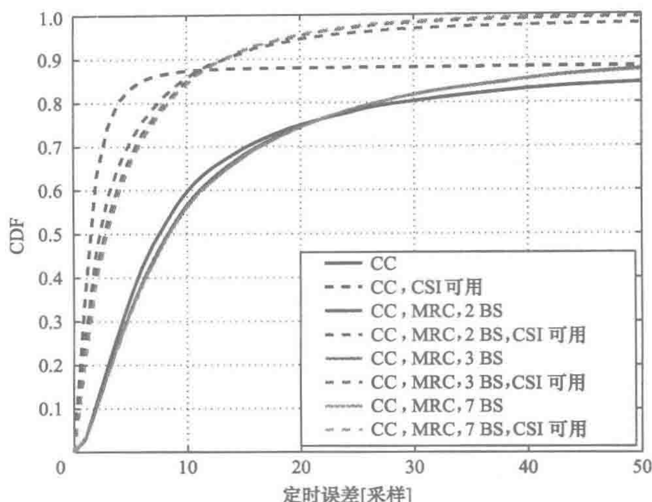


图 9.9 小区边界区域内基于 MRC 的 CC 位置精度（$\sigma=100\text{m}$）对 SSS 同步性能的影响

增益。相反，这也就意味着由多径传播导致的性能降低会显著地抵消掉位置感知多链路同步可能带来的增益。因此，在使用具有高精度时间同步的宏分集时，将位置信息与信道状态信息相结合有望带来显著的性能增益。

9.1.3 位置感知自适应通信系统

近年来，运营商都经历了数据服务的强劲增长（根据 Cisco 2012 报告）。由于快速增长的移动数据通信，未来在高频谱成本和频谱资源不足的背景下，蜂窝通信系统需要尽可能地提高频谱利用效率，从而在有限的带宽上提供高的数据速率。4G 系统，像 3GPP-LTE（参见 ETS 2009），在发射机上（使用 CSI 的发射机，即 CSIT）利用 CSI 并结合 MIMO（多输入与多输出）、宏分集以及协同通信技术，通过自适应调制编码（Adaptive Modulation and Coding，AMC）实现并获得了高的频谱利用效率。这些技术利用无线信道的空间维度提高频谱利用效率。因此，BS、中继器和 MT 的位置关系都是需要利用的信息。为了获得这些通信设备的位置信息，当前现有的定位系统都需要被利用起来，这些定位系统包括但不限于 GNSS、蜂窝通信系统以及 Wi-Fi 系统（参见本书第 1 章和第 8 章内容）。

在 4G 系统中，使用 CSIT 的一个主要的缺点是，过期的 CSIT 会给 AMC 带来严重的影响。因此，在下面的小节中，我们提出了几种位置感知自适应蜂窝通信系统，它们都能够克服这一缺点。在这几个小节中，我们主要关注的是使用宏分集的位置感知自适应蜂窝通信系统与使用宏分集的最先进的 AMC 系统之间的性能评估的对比，其中除了反馈 CSI 外，仅使用了反馈或预测 CSIT。两系统都是在理想条件下使用 CSIT。理想条件指的是在 CSI 反馈中除了反馈延时外没有误差或信息损失，反馈延时也就是反馈 CSI 可以是过期的。此外，我们假设位置感知系统拥有完

全的位置信息知识并且指纹数据库得到及时地更新。仿真结果表明，当使用宏分集时，位置感知自适应系统能够在大范围的反馈延时和信道变化条件下尽可能地接近信道容量。此外，在中到大范围的反馈延时条件下，相比于使用宏分集的最先进的AMC 系统，位置感知自适应通信系统能够获得更大的容量增益。

9.1.3.1 位置感知与非位置感知自适应通信系统

在介绍这两个系统框架之前，先来讨论一个例子。该例子突出了自适应通信系统与位置感知自适应通信系统之间的相同之处和不同之处。图 9.10 描述了两个 BS 使用自适应波束成型技术向三个 MT 提供服务。

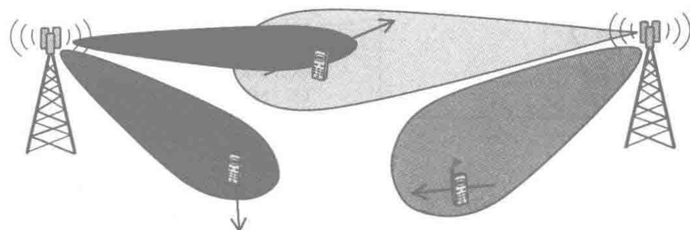


图 9.10 使用与不使用位置信息的自适应波束成型

在经典的自适应波束成型方案中，MT 定期向 BS 上报其 CSI。随后，BS 会根据过去和当前的 CSIT 调整波束成型权重（参见 1997 年 Godara 发表的两篇论文）。因为 MT 的 CSI 与位置有关，所以通过调整波束，BS 隐式地跟踪了 MT 的位置。

另一方面，如果 MT 知道自己的位置，会定期将其上报回 BS，BS 需要一个位置与 CSIT 之间的映射关系。这可以由一些传播公式给出，例如简单的 $1/r^2$ 自由空间传播规律或通过存储在指纹数据库中的 CSI 测量值（参见本书第 2.3 节）。对于指纹数据库，位置与数据库的搜索关键字相匹配，根据搜索关键字查找位置。因此，BS 可以根据位置和位置到 CSIT 的映射关系调整它们的波束。

但是，如果对这两种方法进行比较，它们基本上是相同的。那么，在一个通信系统中，使用位置信息的好处是什么呢?

9.1.3.2 位置感知自适应通信系统中的前摄信息

据我们了解，如果位置信息是前摄的，那么通信系统就能够从中受益。因此，位置感知通信系统不仅要利用短期信道相干性，还要利用中期或长期用户位置与移动的相干性。

例如，我们来讨论下面图 9.11 中的例子。假设一个 MT，定期向 BS 上报其位置信息，从图 9.11a 中可以看到其位置的不确定性，并且使用该信息，CSIT 的不确定性会随着时间增长（见图 9.11b）。当用户移动到十字路口并上报其位置（见图 9.11c）时，BS 将根据过去的信息预测出对于用户可能存在三个选择。这意味着未来的位置，以及因此而在未来的 CSIT 中存在高不确定性。所以，对于 BS 去调整适应未来正确的 CSIT 是非常困难的，它可能会突然改变（因为用户走到街角附

近）。另一方面，MT不仅需要将其当前的位置上报给BS，还要上报它的导航路线和目的地（见图9.11d）。使用这些信息并结合对用户速度的预测，BS就可以预测出用户将要移动的轨迹。因此，BS就能够调整并适应未来正确的CSIT。所以，BS需要前摄地利用导航信息，即导航目的地和路线。

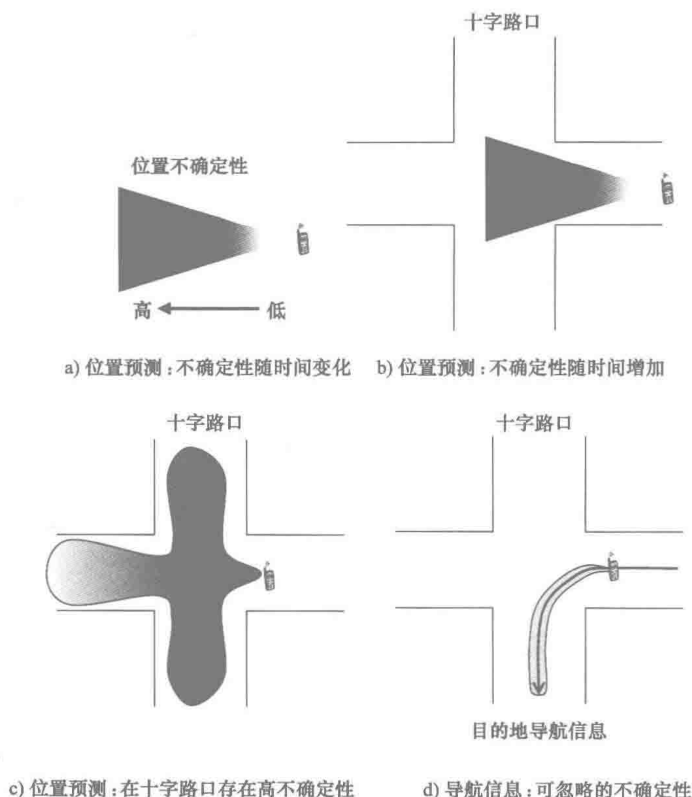


图9.11 前摄信息：位置预测与导航信息

9.1.3.3 系统框架

下面提出了一个系统框架，区分为四个系统：

1）系统1，非自适应系统且无法利用任何信道相干性。该系统只能利用当前的CSI，例如，在接收机内用于相干解调。固定调制与编码方案是此类系统的一个用例。

2）系统2，自适应系统且能够利用信道相干性。该系统使用当前和过去的CSI且受限于信道相干性只能对未来的CSIT实现短期预测。带有CSI反馈的AMC和带有CSI反馈与CSIT预测的AMC是此类系统的两个用例。

3）系统3，利用过去和当前的位置和移动信息。该系统属于自适应系统且能够利用信道和空间移动相干性。而且，它可以使用当前和过去的CSI，以及通过利用位置与CSI的映射关系（例如，指纹数据库）对未来的CSIT实现中期预测。带

有位置预测和指纹数据库的 AMC 是此系统 3 的一个用例。

4）系统 4，利用前摄导航、位置和移动信息。该系统属于自适应系统且能够利用信道和空间移动相干性。而且，它还可以使用未来、当前以及过去的 CSI，并且对未来的 CSIT 实现长期预测。例如，带有导航信息和指纹数据库的 AMC 是系统 4 的一个实现。

除其他原因外，我们引入这个系统框架作为标准，将位置非感知的系统 1 和系统 2 与位置感知的系统 3 和系统 4 进行对比。系统 1、2 和系统 3、4 之间主要的区别在于，中期到长期的未来 CSIT 预测。通过这种预测，系统 3 和系统 4 能够使用更大的位置、移动性以及导航信息的相干性，从而降低预测中的不确定性。

9.1.3.4 容量评估

为了通过仿真来评估本节提出的不同系统的性能，我们进行下述容量评估：

1）在位置(x, y)上，我们确定每个 BS 与 MT 之间信道的平均 SNR，然后选择 SNR 最大的 BS-MT 链路。

2）在位置(x, y)上，我们检查 BS 与 MT 之间的信道是否是 LOS（视距信道）。

3）如果信道是 LOS 的，我们使用 SNR 均值为 $\overline{\gamma}$ 的 AWGN 信道容量近似表示该信道容量，即 $C(\overline{\gamma}) = 1d(1+\overline{\gamma})$。

4）如果信道是 NLOS（非视距信道）的，我们使用瑞利信道容量近似表示该信道容量，即 $C(\overline{\gamma}) = \mathrm{E}_h\{C_{\mathrm{AWGN}}(|h|^2\overline{\gamma})\}$。其中，$h$ 表示在 MT 位置(x, y)上的 CSI。

5）已知第 9.1.3.3 节的一个系统，在 MT 位置（x, y）上，我们检查传输速率 R 时候低于或等于信道容量 $C(\overline{\gamma})$。

① 如果 $R \leqslant C(\overline{\gamma})$，表示传输成功。

② 如果 $R > C(\overline{\gamma})$，表示传输中断。

随后，不断重复上述过程，并在图 9.12 展示的多个用户轨迹上进行平均。需要注意的是，上述过程中第一步是提供宏分集，因为它使用 SNR 最好的 BS-MT 链路，这与天线选择分集类似（参见 2003 年 Paulraj 等人的论文）。

下面，我们针对上一节提出的四个不同的系统，分析该过程。因为系统 1 是非自适应系统，使用 FMC 方案。FMC 的传输速率为 $R = m \cdot R_C$，式中，m 表示在调制字母表中每个符号表示的比特数，R_C表示码速率。如果 FMC 的传输速率 R 低于或等于信道容量 $C(\overline{\gamma})$，那么，无错传输成为可能。否则，传输的比特就不能被无错解码。在这种情况中，将丢弃传输的比特。这里，在已知该场景的全部 CSI 时，我们选择 FMC 的速率为最大平均容量。

系统 2 使用 AMC 方案。这种情况下，MT 会将 CSI 反馈回 BS。反馈延时和自适应发射算法需要的反馈 CSI 数量和质量是限制 AMC 性能的两个因素，例如，反馈 CSI 包括估计的信道系数、SNR 以及传播条件（如 LOS 或 NLOS）。BS 会根据反馈 CSI 选择调制类型和编码率。这里，AMC 和 FMC 具有相同的初始值。与 FMC 的

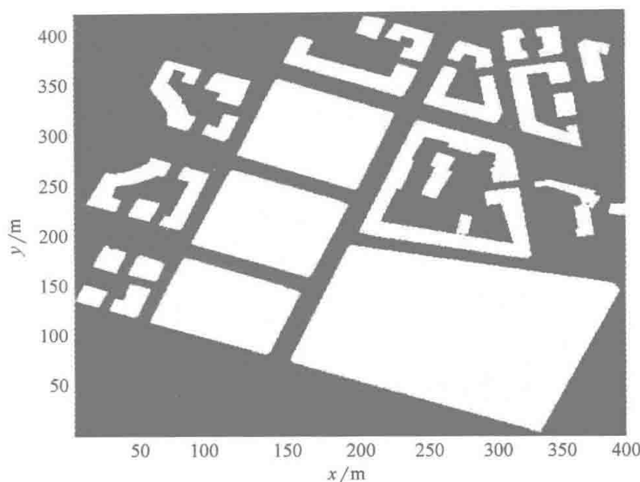


图 9.12 城市环境中的踪迹实现

情况一样，如果根据最后一次上报 CSI 的当前传输速率 R 高于信道容量 $C(\overline{\gamma})$，则通信会发生中断。否则，无错传输可能实现。很明显，AMC 能够获得的容量会随着反馈延时的增加而减少，因为 CSI 会加速过期。

此外，我们可以定义另一种系统 2（可称其为系统 2 +），除 AMC 和 CSI 反馈外还可对 CSIT 进行预测。这里，关键的参数是时间信道相干性。信道随时间相关性越强，CSIT 的预测也就越精确。通常，将信道相干时间定义为信道在门限阈值 ρ_{coh}上的相关时间（参见 2003 年 Fazel 与 Kaiser 的论文）。在信道相干时间内，BS 能够非常精确地预测 CSIT。因此，BS 可以将传输速率 R 调整为信道容量 $C(\overline{\gamma})$。如果，信道相干时间变得太小，例如，比反馈延时还要小，则 BS 会关闭 CSIT 预测并使用带有 CSI 反馈的 AMC。

系统 3 是我们考虑的第一个位置感知自适应通信系统。BS 基于已知的过去的位置测量值，预测当前和未来的用户 MT 位置。因此，它可以结合包含 CSI 信息的位置相干指纹数据库调整调制和编码方法。与前面第三个系统（即系统 2 +）相比，这里的关键参数是时间运动相干性（参见 1988 年 Yuillel 和 Grzywacz 的论文）。在运动相干时间内，BS 可以精确地预测出 MT 的位置。从而，将传输速率 R 调整为信道容量 $C(\overline{\gamma})$。如果运动相干时间太小，BS 会切换回带有 CSIT 预测和 CSI 反馈的 AMC 方法。

系统 4 可利用导航信息、位置预测和指纹数据库。对于定位来说，最常用的情况是点对点导航。这里，MT 能够根据其当前位置与目的地为用户计算出导航路线，这是一个典型的使用导航信息的例子。相比于系统 3，系统 4 主要的好处在于，不仅在运动相干性较高时，我们可以精确地获得 MT 的位置，我们还可以根据导航路线，当用户在街角突然转向时，精确地获得 MT 的位置信息（见图 9.11d）。

9.1.3.5　仿真结果

为了使用仿真对上述四个系统的性能进行评估，我们选取了本书第 8.4 节中介绍的一个蜂窝通信系统。图 9.13 描述了从 13 个活跃的 BS 组成的蜂窝网格中选取的 11 个 BS 的网络覆盖情况。每个 BS 的小区被三个扇形天线分为三个六边形扇区，每个扇形天线覆盖角度约为 120°。BS 站点间距为 1500m。在该蜂窝网络内，我们的仿真环境位于三个相邻 BS 的小区边缘位置，如图 9.13 所示。我们在一个城市环境中使用射线跟踪模拟器构建 CIR 现实模型（参见图 9.12 和本书第 6.2 节），该模型覆盖面积为一个 400m × 400m 的区域，分辨率为 $1m^2$。图 9.12 中的地图展示了 100 个随机用户轨迹。每个轨迹由本书第 6.4 节介绍的基于气体扩散算法的移动模型生成。图 9.12 中平均建筑物高度为 26m。

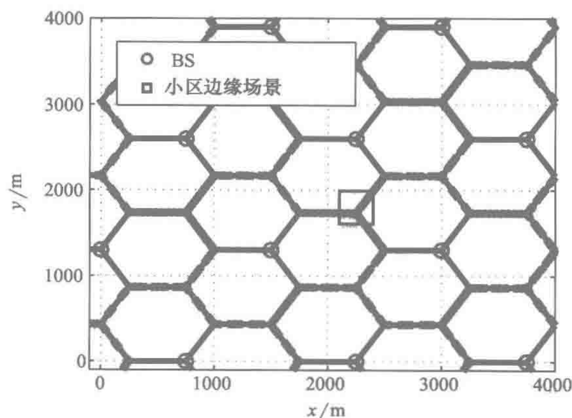


图 9.13　蜂窝通信网络

为了简化性能分析，我们假设用户以固定的速度移动通过该场景。用户 MT 相对于街道平面的高度为 1.5m。而且，假设噪声功率谱密度为 $N_0 = -174$dBm。通过射线跟踪和 N_0，已知图 9.12 中每个点的 CIR，可以计算出 SNR，其范围介于 −105 ~ 40dB。基于每个点的 SNR 和 CIR，然后就可以仿真计算出不同系统在图 9.12 中所有用户轨迹上的平均信道容量。

图 9.14 体现了平均容量（bit/s/Hz）与反馈延时归一化成信道失配（s）之间的对比结果。我们将信道失配定义为 $\Delta t_{\text{channel}} = d_{\text{channel}}/v_{\text{user}}$，式中，$d_{\text{channel}}$ 表示信道保持近乎常量时所持续的距离，v_{user} 表示用户速度。

例如，如果一个实际系统的反馈延时为 10ms，$d_{\text{channel}} = 1$m，且 $v_{\text{user}} = 10$m/s，则图 9.14 中的归一化反馈延时为 $\Delta t_{\text{channel}} = 10^{-1}$。对于该延时，当 AMC 为 2.35bit/s/Hz 时，它的频谱效率要比最优 FMC 更有效。需要注意的是，FMC 系统的传输为 5.5bit/s/Hz，这对于图 9.12 描述的场景是最佳的传输速率，它可以产生图 9.14 中大小为 4.48bit/s/Hz 的 FMC 最大平均容量。CSIT 预测只在 AMC 的平均容量上有轻微提升，而结合指纹数据库的位置预测则在 AMC 平均容量上提升了

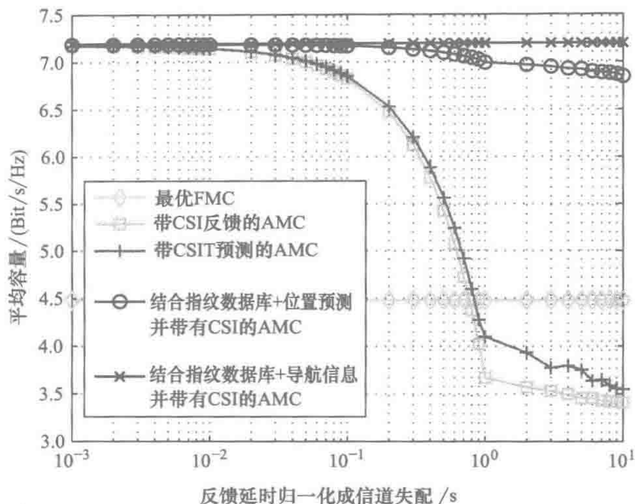


图 9.14 最大信道或运动相干性为 0.9 时位置感知自适应通信系统与最先进的 AMC 系统对比

0.34bit/s/Hz。在归一化反馈延时为 10^{-1}处，由于过期的 CSIT，带有 CSIT 的 AMC 和不带有 CSIT 的 AMC 的频谱效率产生了严重的降低。相反，在最大反馈延时处，即归一化反馈延时为 10 的横轴位置上，带有位置预测与指纹数据库的系统在频谱利用效率上比组合使用导航信息、位置预测和指纹数据库的系统略微降低了 0.35bit/s/Hz，并且后者的频谱效率在所有归一化延时变化上都没有降低。由于前摄位置感知 AMC 系统能够根据导航信息和指纹数据库始终对 CSIT 做出正确地预测，因此它能够与信道容量保持一致。所以，最先进的 AMC 要比位置感知自适应通信系统需要更加频繁的 CSI 反馈。

总结本节，我们提出了一个系统框架，作为使用宏分集的位置非感知系统与位置感知系统之间对比的标准。位置非感知系统包括系统 1 和系统 2，前者属于非自适应系统，后者属于自适应系统，需要利用信道相干性并对 CSIT 做出预测。第一个位置感知通信系统是系统 3，它是一个自适应系统，结合位置预测和指纹数据库，同时使用信道和空间运动相干性。第二个位置感知通信系统是系统 4，它是一个前摄自适应系统，结合指纹数据库使用信道和空间运动相干性导航信息。正如信道容量仿真分析演示的那样，位置感知系统 3 和系统 4 能够在较大的反馈延时和信道失配范围上，以接近信道容量的传输速率运行。

9.2 无线资源管理

除了宏分集（参见第 9.1 节），CoMP 也能够通过无线资源管理（Radio Resource Management，RRM）提高 MT 的 SINR。在后面的两节中，我们主要介绍基于

位置的小区间干扰协调（Inter-Cell Interference Coordination，ICIC，参见 WHERE D3.4 2010）和一种基于位置的中继选择方案（参见 WHERE D3.6 2010），用来提升 SINR。

9.2.1 基于位置的小区间干扰协调[㊀]

由于 LTE 和 LTE-A 中的频率复用因子为 1（参见 ETS 2013b），尤其是在小区边缘 MT 遭受的小区间干扰最为严重。因此，ICIC 作为强制必须使用的方案，用于提升小区边缘位置的吞吐量。实际上，小区边缘位置的用户或 MT 会遭受到强烈的小区间干扰的影响，尤其是在站点间距离较近的干扰受限场景中（参见 WHERE D3.4 2010）。由于降低小区大小是必然的趋势，因此降低小区间干扰以获得更好的小区边缘吞吐量是非常重要的。而且，运营商想要提供更加均衡的服务，必然需要将小区边缘和小区中心位置的吞吐量更好地进行均衡。图 9.15 解释了小区间干扰如何影响 SINR 水平。同 BS_1 通信的 MT_1 是一个小区边缘 MT，接收到一个微弱的有用信号 S_1 和一个来自于 BS_2 的强烈干扰信号 I_1。相反，MT_2 也在与 BS1 进行通信，但是它是一个小区中心 MT，接收到一个强烈的有用信号 S_2 和一个微弱的干扰信号 I_2。因此，MT_1 的 SINR 较低，而 MT_2 的 SINR 较高。这就在 MT 之间产生了强烈的吞吐量差距。而 ICIC 的主要目的是降低这些差距。但是，应用 ICIC 的主要困难是需要预测干扰电平。实际上，这取决于相邻小区中实际的时间变化安排。

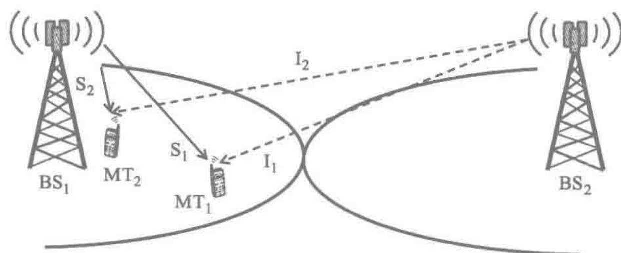


图 9.15 蜂窝系统中的小区间干扰

这就是在相邻小区间进行无限资源规划的原因，以便在一个长期的基础上协调小区间干扰。与 LTE 中的一样，无限资源规划根据 BS 之间的某些信令，在时间上既可以是固定的，也可以是随时间变化的。在本节中，我们主要关注图 9.16 描述的三种扇区类型 S_1、S_2 和 S_3 上的固定带内频率规划。图 9.16 中部署了 7 个 BS，每个 BS 带有 3 个扇区。

每个扇区类型，对应着一种功率模式，在频域上是变化的而在时域上是固定的，被关联到每个扇区上。扇区类型 S_i 被选取用于给定的扇区 i，选取方法为，其

㊀ 援引自 WHERE D3.4 2010，第 5 章"基于位置的小区间干扰协调"。转载已获 Loïc Brune、Nicolas Gresset 和 Mélanie Plainchaulti 授权。

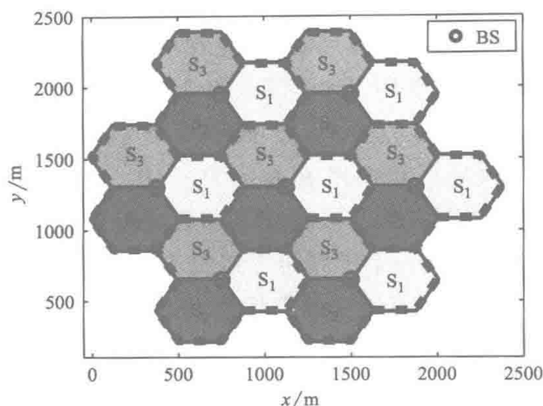


图 9.16 三种扇形小区类型 S_1、S_2 和 S_3 的规划

所有相邻扇区和小区的扇区类型不同于 S_i。根据预定义的功率模式和协调策略，可以使用不同的干扰协调技术。接下来，我们将研究几种不同的方法，主要考虑 MT 位置信息对 ICIC 性能的影响。位置信息可以直接被用于 ICIC，也可作为指纹图谱中的一个条目。

9.2.1.1 硬频率复用

硬频率复用策略，即相邻扇区信号在非重叠频率子带中传输。每个小区包含三个扇区，每个扇区包含被分配三分之一的系统带宽。由这一定义可以得出其频率复用因子为 3，如图 9.17 所示。干扰减轻使得 SINR 得以提升，吞吐量也随之增加。但是，该策略受限于部分带宽使用情况，它会导致频谱效率直接降为之前的三分之一，并且受制于频率调度上较大的限制而使性能降低。

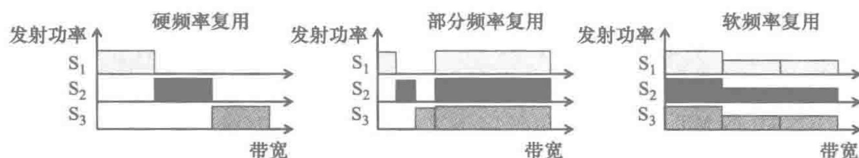


图 9.17 ICIC 的硬，部分和软频率复用

9.2.1.2 部分频率复用

为了规避硬复用策略的缺点，我们定义了部分频率复用策略（参见 2003 年 Sternad 等人的论文）。该策略即对三个扇形小区在部分频段上应用频率复用因子为 3 的频率复用，而在余下的带宽上应用频率复用因子为 1 的频率复用，如图 9.17 所示。小区边缘 MT 在使用频率复用因子为 3 的部分带宽上进行调度，其中，它们只遭受到有限的干扰。但是，它们需要遭受硬频率复用缺点的影响。因此，部分频率复用的性能介于硬频率复用的性能和不使用 ICIC 的性能之间。MT 在硬复用中的比例越低，执行部分复用策略的效果越接近不使用 ICIC 的情况。

9.2.1.3 软频率复用

为了避免使用频率复用因子 3 导致频谱效率降低，人们引入了软频率复用（参见华为 2005 年文档和 2007 年 Xiang 等人的论文）。在每个小区中，允许在一个子频带内使用较大的最大传输功率 P_{max}，而另外两个子频带内则只能使用受限的最大传输功率（见图 9.17）。我们用 β 表示 P_{min}/P_{max}。根据长期功率频率规划，BS 可以执行一种高效的调度方式，以牺牲平均吞吐量的代价换取小区边缘吞吐量的增加。小区边缘 MT 在其中一个子频带上以提升的 SINR 进行调度，即在该子频带上使用最大的传输功率 P_{max}且遭受的干扰最小；而小区中心 MT 则使用另外两个子频带进行调度。选取的 β 会对性能产生影响。当 β 低于 1 时，小区边缘的性能开始增加。然后，随着 β 继续降低，导致最初的小区中心 MT 的 SINR 随之降低，当降低到一定程度时，小区中心 MT 的频谱效率会低于最初的小区边缘 MT，并且整体的性能也开始降低。因此，需要选取一个最优的 β 值。调度者必须先确定一个 MT 是否是一个小区边缘 MT，还是一个小区中心 MT。我们主要研究两种分类类型。在长期分类中，MT 属于第三种 MT，具有最低的长期 SINR，此类 MT 被归类为小区边缘 MT。对其不需要考虑快速衰落。在短期分类中，则需要 SINR 评估中引入频率选择性快速衰落。分类越精确，越能够进一步提高小区边缘吞吐量。

使用位置信息

在没有阴影效应的情况下，长期 SINR 水平与 MT 之间有明确的关系。SINR 的水平取决于相邻 BS 的位置，该信息应当是可以获得到的。但是，具有较强方差的阴影效应会使位置信息变得无法相关（参见 WHERE D3.1 2009）。对于带有阴影效应的长期分类，可在给定位置上使用包含 MT 状态（即 MT 为小区边缘还是小区中心）的指纹图谱以应对长期分类。使用这样的图谱，可以有效地考虑阴影效应，尤其是因为它具有空间相关性。使用位置信息的优点是它具有低复杂度。一旦建立好了指纹图谱，调度者直接就可以根据某个 MT 的位置知道它是一个小区边缘 MT，还是一个小区中心 MT。而且，在确定 MT 是否为小区边缘 MT 之前，BS 不需要积累 MT 上报的短期 SINR，用以计算长期 SINR。对于短期分类，包含所经历长期干扰的指纹图谱可被用于同 MT 从其服务 BS 接收的即时功率相结合。后者功率通过信道估计在 MT 上得到，并被上报给 BS。显然，指纹图谱的相关性取决于位置精度和指纹图谱空间粒度。此外，它还依赖于干扰地图上的干扰量化电平。

9.2.1.4 结果总结

使用位置信息降低 ICIC 的复杂度（参见 WHERE D3.4 2010），限制所需移动终端上报的报告量，主要是得益于基站对指纹图谱的使用。不同技术的性能结果表明，位置误差（即阴影相关距离）应当低于 50m，才能保证基于位置的 ICIC 有效实现。与理想位置信息条件下的 ICIC 相比，10m 左右的位置精度引起的性能降低属于合理范畴。

9.2.2 位置辅助中继选择方案[㊀]

在无线网络中，数据传输的性能取决于发射节点和接收节点之间的距离，以及位于之间的同类节点的数量和它们的活动模式（参见 WHERE D3.6 2010）。相邻节点由于会产生干扰和冲突，因此会导致性能下降。而且，当发射机和接收机之间存在较大距离时，速率自适应方案会切换到一种更具健壮性的调制方案，这便会降低传输速率。如 2007 年 Liu 等人的另一篇论文指出，此类传输速率的降低会显著降低网络容量，并且由此还会影响使用高数据率的传输。通过引入中继技术，位于一对发射机和接收机之间的节点就可以被利用起来，使用更短的链路提供一种多跳路径。这种节点之间更短的链路可能会成为到达目的节点的一条更加可靠的路径，可以让我们获得更高的吞吐量（参见 2005 年 Zhu 与 Cao 的论文）。

这里，我们要考虑这样一种场景：移动用户需要的主要是下行链路传输（参见 WHERE D3.6 2010）。音频或视频流应用是产生此类业务模式的应用例子。在这样的下行链路场景中，我们主要关注中间的两跳中继选择方案，其中，从 AP 处发起的数据传输可以直接进行，也可通过一个两跳的中继路径进行。我们依靠维护一个最新的潜在中继节点视图，但是对于下行链路的情况，只有 AP 需要拥有一个更新的中继节点视图。

AP 判定最佳链路的能力取决于网络中 AP 维护的中继节点属性视图的精度。该视图通过收集链路质量或位置信息测量值进行周期性的更新，详细内容将在后面介绍。与 MT 运动速度有关的链路测量值的存续时间和可用性可能会影响路径选择的精度。除了这些因素，节点数量也有可能会影响到路径选择。后面，我们将介绍这些因素如何对路径选择产生影响。

9.2.2.1 场景描述

我们考虑这样一种下行链路传输场景：在 802.11 网络中，固定的 AP 到 MT 之间的下行链路传输。数据可直接传输给目标节点 MT，也可以通过一些中间的中继节点，采用两跳传输给目标节点 MT，框架如图 9.18 所示。只有在中继传输比直接

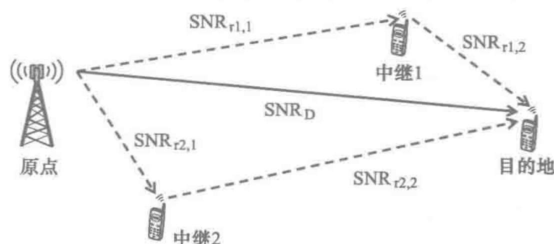


图 9.18 直接路径与两跳路径用例

㊀ 源引自 WHERE D3.6 2010，第 4.1 节“中继选择方案上移动和不精确的路径损耗模型参数的影响”。转载已获 Jimmy Jessen Nielsen 授权。

传输能够提供更好的传输质量时，才会考虑使用中继传输。在本节中，我们将使用实现 BER 这项指标，来衡量某种传输的优劣。

具体的中继传输路径选择方法为：如果通过某个中继从 AP 到 MT 的 BER 比从 AP 到 MT 直接路径的 BER 小，且同时也比其他的中继传输路径的 BER 小，则选择该条中继传输路径。需要注意的是，这种方法不能确保所选中继路径比直接路径具有更高的吞吐量，这主要是由于中继节点的存储和转发行为会对吞吐量带来一定的影响。但是，较低的 BER 会提高传输的可靠性。

对于这两种方案，收集测量值的过程预计将作为对数据链路层协议的扩展。而且，由于 MT 的移动性，老的测量值可能会存在一定的误导性，因此需要假设一个存在于 AP 内的参数 α_{store}，用于在测量值的存储时间超过 α_{store}时，对它们执行过期处理。

我们还可以为测量值定义一个存续时间，作为该链路自从最近一次测量值的 hello 广播初始化至今的经过时间。链路测量的存续时间是一个随机过程，主要受 hello 广播产生过程的影响。将随机抖动添加到 hello 广播的事件间隔时间中，用于确保来自不同 MT 的 hello 传输不是同步的。而且，由于各个 MT 的运动是彼此独立的，因此假设该移动模型具有各态历经性。

9.2.2.2　基于 SNR 的中继选择方案

为了使 AP 能够做出决定，它需要对网络链路的 BER 做出估计。估计 BER 需要以链路 SNR 的测量值作为依据，该测量值可从 MT 处获得，并由 AP 进行收集。

通过让所有的 MT 使用平均间隔时间 μ_{hello}定期广播 hello 消息，确保接收范围内的其他设备能够测量出 RSS，并且由此测出 hello 广播的 SNR。该测量值在时间上被认为体现了此刻的链路状态。而且，所有节点都使用相同的固定传输功率。hello 消息是一个不带负载的 IEEE 802.11MAC 帧［长度为 20 字节（octet)］，这是因为对于接收机来说，只需要使用 MAC 地址，用来确定广播的来源，而不需要其他的负载内容。需要注意的是，如果链路中发生冲突，则 hello 广播有可能会丢失。

MT 可以在任何时间监听 hello 广播，并由此获得一个 SNR 测量值，然后，将测量值组装成帧并使用单播传输将其发送给 AP。由于所用帧的尺寸较小，因此没有使用 RTS/CTS。但是，如果确实需要的话，在 802.11 标准的重传中则会应用到它们。该测量帧被设计成一种 MAC 控制帧，携带 hello 广播源 MAC 地址（6 个字节）和 SNR 测量值（2 个字节）。当将其插入到 802.11 标准的控制帧结构（参见 IEEE 802.11 2007）内时，所构成帧的总的大小为 28 个字节。由此，N 个 hello 广播会导致 $N\cdot(N-1)$个测量帧，发送给 AP。在这种情况下，所有的节点可以接收到所有的 hello 广播。而实际的测量值传输总量可能会由于损失和可能发生的重传而变化。

AP 会对链路进行标识，在这样的链路中，测量值可根据广播节点和测量节点的地址得到。需要注意的是，这里假设链路是对称的。

根据从网络中设备之间的链路上得到的测量值，AP 就可以选取出最佳的路径了。

9.2.2.3 基于位置的中继选择方案

该方案背后的想法是，通过了解网络中 MT 的位置、路径损耗和 SNR，反过来在假设固定的发射功率、近似的本底噪声和环境中传输特性的条件下，使用传播模型对 BER 做出估计。通过让所有 MT 在固定的间隔 μ_{loc}，使用单播传输定期向 AP 发射位置测量值，来获得位置信息。与基于 SNR 测量方案中的 hello 广播类似，每个节点的初始传输时间均匀分布在 $[0, \mu_{loc}]$ 间隔内，由节点随机选取。而且，其后面的位置测量值传输也是偏移的，带有一个在间隔 $[-0.1 \cdot \mu_{loc}, 0.1 \cdot \mu_{loc}]$ 内的平均随机抖动，用以避免产生传输同步。该测量帧是一个 MAC 控制帧，携带了节点的经度（4 个字节）和纬度（4 个字节）信息。假设给定的经度和纬度作为一个小数且地球的周长为 40000km，则该格式支持的精度约为 $\frac{40000\text{km}}{2^{4\times 8}} = 0.01\text{m}$。将经度和纬度信息添加到 802.11 标准控制帧（参见 IEEE 802.11 2007）的结构内后，构造的帧的大小为 28 个字节。其大小与 SNR 测量帧相同。

收集到 MT 位置后，首先可根据本书第 2.3.2 节使用路径损耗模型估计出该路径损耗，即

$$\overline{PL}(d) = PL(d_0) + 10n\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right)$$

式中，$\overline{PL}(d)$ 是在接收机上测量的路径损耗，单位为 dB；d 是发射机与接收机之间的距离；$PL(d_0)$ 是在参考距离 $d_0 = 1\text{m}$ 时的路径损耗，单位为 dB；n 是路径损耗指数，n 的取值与场景有关，并且它的精确值通常提前是无法知道的。人们已经研究了对该参数不精确估计的灵敏度，详细内容可参见 WHERE D3.6 2010。

已知一个具体的传输功率水平 P_{tx}，由计算出的路径损耗 $\overline{PL}(d)$ 和假设的本底噪声 N_{floor}，可以计算出 SNR，即

$$\text{SNR} = P_{tx} + \overline{PL}(d) - N_{floor} - X$$

式中，X 是一个随机变量，单位为 dB，表示由于环境中的障碍物产生的阴影（参见 WHERE D3.6 2010）。在确定了 SNR 之后，就可以使用参考的理论表达式计算出预期的 BER（参见 2010 年 Proakis 的论文）。

9.2.2.4 结果总结

WHERE D3.6 2010 中考虑的这一场景涉及基于 IEEE 802.11 无线网络中移动用户的下行链路数据传输。本节所关注的是，当数据既可以使用直接传输也可以使用两跳中继传输时，对中继选择方案进行分析。具体来说，也就是需要同时考虑基于 SNR 测量和基于位置测量的方案，并对它们的性能进行对比。这些方案已经通过随机路点运动的模型进行了评估，同时使用 ns-2 和 MATLAB 进行仿真。移动设备的数量、速度、测量频率以及最终的测量存储时间阈值已经改变。尤其对于基于位置的方案，人们已经研究了不精确的路径损耗模型参数对方案的影响。研究结果同始终使用直接传输的方案和能够即时和完美地了解链路状态知识的理想方案进行

了对比。

结果表明，对于相对快速运动的移动设备（5～15m/s），基于 SNR 测量方案的 BER 性能要比始终使用直接传输方案的性能差。增加 hello 广播的播报速率可以减轻这种影响，但是，这会使信令开销也呈线性增长。WHERE D3.6 2010 指出，通过限制测量值存储时间，也就是让 AP 只使用最新的测量值，获得的性能可以略微好于或等于始终使用直接传输方案的性能，且没有增加信令开销。该结果强调了场景中移动设备谨慎选取存储阈值参数的重要性。但是，对于快速移动的用户情况，要想获得可接受的性能结果，所需的测量值收集频率会产生较大信令开销。

因此，WHERE D3.6 2010 文档中提出了一种中继路径选择方案，即使用收集的位置信息结合中继选择方案的路径损耗模型，从而产生相当少的信令开销。已经证明，由于降低了信令开销，该方案与基于 SNR 测量的方案相比能够适用于具有更高的移动速度的场景。在所考虑的情况下，运动速度增加四倍成为可能。

此外，WHERE D3.6 2010 还将所需的位置测量精度与标准 GPS 的典型精度进行了比较。标准的 GPS 在很多场景中都能够使用，但是，在城市/室内环境中，GPS 的精度一般会变得很糟糕。因此，在这些场景中，应当考虑使用精度高于标准 GPS 的定位系统。例如，可以利用基于网络的定位方法提高定位精度。

由于环境参数并不能总是提前预知，因此人们研究了基于位置的中继方案来应对路径损耗模型中的不精确参数配置的敏感度问题。对于路径损耗指数，通常是未知的，因此需要从环境特征中猜出，或在较大的区域上估计成一个平均值。WHERE D3.6 2010 文档发现，估值落在真实值附近相对距离为 ±1 范围内，可以得到近似最优的结果。在 NLOS 场景中，由于没有先验知识，中继性能下降严重。相反，如果使用障碍物空间分布地图对基于位置方案进行扩展，可以获得节点之间 LOS 或 NLOS 相关知识信息，那么通过使用这种方法所得到的性能提升，就有助于保证估计结果落于 ±3dB 实际衰落因子的范围之内。

9.3 移动性管理[⊖]

移动性管理是各无线网络，尤其是蜂窝网络的一个主要的功能。其目标是定位和跟踪移动用户，在用户进入和离开小区和网络时，激活电话呼叫和数据业务。在本节中，我们考虑的内容是异构网络间，尤其是 Wi-Fi 和 LTE 网络之间，基于位置的切换（参见 WHERE D3.7 2010）。例如，图 9.19 中的 MT 通过两个 LTE 小区和一个 Wi-Fi 热点。蜂窝网络和 Wi-Fi 网络依赖于 MT 的速度和切换延时执行切换，以提高 MT 体验的吞吐量。蜂窝网络还可以使用 MT 的位置信息，例如当前位

⊖ 援引自 WHERE D3.7 2010，第 3 章“Wi-Fi 与 LTE 中位置辅助切换预测”。转载已获 Jimmy Jessen Nielsen 授权。

置、速度以及 MT 的运动历史，来对 MT 未来的位置信息做出预测。这些未来的位置信息随后可能会被用于预先初始化一个到 Wi-Fi 热点的切换和返回之前 LTE 网络的切换，从而降低 MT 将体验到的切换延时。

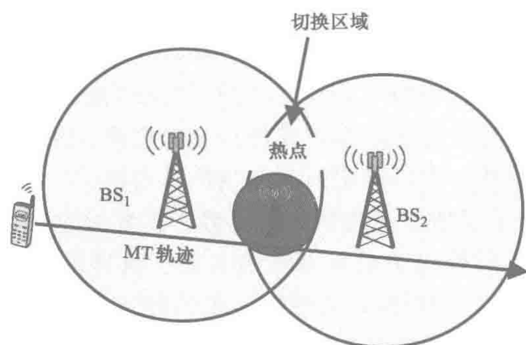


图 9.19 异构网络间的基于位置的切换

9.3.1 Wi-Fi 和 LTE 中位置辅助切换预测算法

在本节中，我们将考虑基于两种不同通信技术（即蜂窝 LTE 和基于 IEEE 802.11 的 Wi-Fi 热点）的基于位置的切换增强算法（参见 WHERE D3.7 2010）。我们所得出的结果也是以这些技术作为基础的。然而，这里所提出的算法是通用的，并且易于适用其他的切换场景。

假设 Wi-Fi 网络的吞吐量比蜂窝网络的吞吐量高，因此切换到 Wi-Fi 网络有助于提高吞吐量。但是，如果这样的高吞吐量连接只能维持较短的时间，那么切换到 Wi-Fi 网络的好处可能并不明显。在这种情况中，网络切换的代价很可能高于所获得的收益。我们所要解决的主要问题是，如何使用位置信息对无处不在的蜂窝网和只在局部可用的 Wi-Fi 网络之间的选择进行指导。在本节中，我们做出了一个重要的假设，即存在一个包含考虑区域内所有可用网络平均吞吐量的指纹数据库，并且该数据库是可以获取和使用的。在下文中，将考虑几种不同的切换决策算法，有关详细介绍请见 WHERE D3.7 2010 文档。这里，我们只对这些算法做一简要的概括：

1）仅 LTE：该算法以无缝的方式始终保持着与最近的 LTE 基站的连接。该算法用于供其他算法的结果与之进行对比，从这个意义上来说，其他算法的吞吐量将总是高于该算法。出于这种算法用途考虑，也就没有必要切换到 Wi-Fi 网络。

2）最佳无切换延时：该算法会与任何时间上具有最高吞吐量的网络相连。由于每个从/到 Wi-Fi 接入点的切换需要 2 ~ 3s 的延时（参见 WHERE D3.7 2010），所以该算法确定的切换不一定是最佳的切换选择。但是，由于该算法的简单性，使其适用于始终保持在线的应用场景。

3）基于位置启发式预测算法：这是一种启发式的在线算法，它使用之前的运

动历史记录，位置信息和指纹图谱预测未来某个位置上预期的吞吐量。该算法通过对 10 个上次估计的位置进行线性推断，估计出时间步骤数固定的移动设备未来的位置。针对每个未来的位置，该算法会创建一个清单，指示哪一个网络在其相应的时间步骤内具有最高的预期吞吐量。从当前的时间步骤开始，该算法会向前查找并计算出清单内每个连续和相同条目的序列的预期吞吐量。如果该算法遇到一个相同条目的序列，发现进行一次切换（需要 3s 的初始化切换延时）所获得的收益将超出不执行切换时的吞吐量，那么它将安排进行这次切换，并且等待直到这次切换已经被执行。基于这一算法，可以确定何时应当执行切换。

4）遗传算法：为了评估出不同算法的优势，需要对它们的性能进行比较，以做出最佳的切换决策。但是出于对复杂性的考虑，这样的对比计算实际上并不可行。因此，WHERE D3.7 2010 相关文档提出了这种遗传算法，它可以反复尝试并查找最佳的切换选择，同时考虑 2～3s 的切换延时。该算法代表了对每个场景中最佳的切换序列的估计，但它并不适合于在线使用。

9.3.2 场景

提出这些算法的评估环境是一个具有六边形小区网络且小区半径为 500m 的 LTE 蜂窝网络。而且，Wi-Fi 热点随机放置在该环境中，覆盖范围为 100m。为了简化使用在启发式算法中的移动性预测过程，Wi-Fi 热点按照如下方式放置，即将它们全部的覆盖范围控制在一个 1400m × 900m 的矩形区域内。

运动建模使用一个修改过的随机路点模型建模（参见 WHERE D3.7 2010），其中路点沿着矩形区域随机放置。移动用户在 Wi-Fi 覆盖区域内不会改变方向，这样假设的目的是简化移动性预测。在这一点上，我们所注重的是评估切换决策算法的性能，因此我们使用一种非常简单且可预测的移动性模型。

如前所述，整个评估环境被 LTE 小区和 Wi-Fi 热点覆盖。速率调整方案假设同时用于 Wi-Fi 和 LTE。相关详细信息请参见 WHERE D3.7 2010 相关文档。

我们假设在 LTE 小区之间的切换延时与切换到/从 Wi-Fi 网络的延时相比甚小，因此在后面的评估中我们将忽略这一延时。LTE 到 Wi-Fi 网络或两个 Wi-Fi 网络之间的切换过程描述如下。

通过采取以下行为，实现到 Wi-Fi 网络的切换过程：

1）扫描发现网络：网络发现一般需要大约 0.5s 的时间。这是根据超时的时间所得到的，因为移动设备在进行下一步操作之前需要等待特定的时间，以确保所有相关的 Wi-Fi 网络能够被检测到。

2）认证：所需时间可忽略不计。

3）连接（有关步骤 1～3 的详细信息请参见 IEEE 802.11 2007 年标准文档）：所需时间可忽略不计。

4）通过 DHCP 获取 IP（详细信息请参见 1995 年 Perkins 与 Jagannadh 的论

文)：用于 DHCP 会话的时间是未知的，但是实验测试表明，该过程通常需要多达 2s 的时间，且几乎不会低于 1s。

5）移动 IP（Internet Protocol，网际协议）注册（详见 1998 年 Perkins 的论文)：如果使用移动 IP，则必须在家乡代理上注册得到 IP 地址。从理论上来说，如果到家乡代理的往返时间较大，则该过程需要花费一些时间。我们假设该延时主要受制于移动 IP 注册并将其设定为 0.5s。当然，对于没有使用移动 IP 的情况，该延时将被忽略。

因此，估计得出的总的切换延时变化平均分布在 2～3s 之间。

9.3.3　结果总结

WHERE D3.7 2010 文档考虑了这样一个问题：在普遍存在的 LTE 覆盖区域和随机部署的 Wi-Fi 热点场景中，何时以及如何决定移动终端在 LTE 和 Wi-Fi 网络中进行切换。由于寻找产生最优吞吐量的最佳序列的工作对于真实场景来说是非常复杂的，因此我们提出了两种基于位置的算法，它们以简化的假设为基础，具备足够轻量级适用于在线运用。这些算法依靠定位信息和 LTE 基站与 Wi-Fi 接入点地图进行工作。我们已经将这些算法同仅 LTE 算法进行对比且评价出最优的结果，该结果通过使用遗传算法得到。这些算法是基于各种环境条件的变化进行评估的，这些条件变化包括 Wi-Fi 接入点部署密度、定位误差以及运动速度。

结果表明，高移动速度对所提算法的性能具有负面的影响，这是因为在每个 Wi-Fi 热点中驻留的时间变得更少，使得进行切换带来的潜在效益也随之变小。而且，我们还可以看到，增大接入点密度在最初时是有效的，但是，由于可以获得高吞吐量的选择变多，在某一位置上，大量的接入点被选项似乎会对这种简化的在线算法带来一定的影响。最后，我们发现，这种基于位置的切换在速度不是太高且定位误差低于 10m 标准差以下的条件下是最有效的。鉴于启发式预测算法无法应对高接入点密度和高运动速度的场景，因此对于该算法，后续主要的工作是使该算法具有更强的健壮性。对于该算法的改进，在今后可能并不是强调如何进一步地研究切换方法，而是随着时间的推移重新评估所能得到的预期算法效益。

在本节中，我们还考虑了从 LTE 切换到 Wi-Fi 网络或切换回 LTE 网络的所需时间约为 2～3s，该时间是执行一系列与网络连接和 IP 地址获取相关行为的结果。如果，对该过程进行优化，例如，通过网络时提前准备进行切换（可能通过提供获取的定位信息)，那么基于位置切换增强算法的优势在未来就可以进一步提高。

9.4　紧急呼叫

紧急呼叫是一种重要的应用和使用情况，同时也是整合 LBS 支持功能的主要推动因素。2011 年 9 月，欧盟委员会通过电子紧急呼叫（EC 2011）建议。然而，

这一建议并没有定义明确的紧急呼叫位置确定所需的精度。早前，欧盟委员会就已经发布了有关遵循 CGALIES（Coordination Group on Access to Location Information for Emergency Services，紧急服务定位信息访问合作组）的建议（EC 2003）。而且，CGALIES 已经发表了一份报告，即“关于欧盟范围内紧急服务（E-112）对定位信息访问的实现情况报告”（参见 CGALIES 2002）：

在紧急呼叫情况中，必须执行以下三项工作，以确保呼叫成功（参见 CGALIES 2002），其中前两项工作要求在不同的环境中能够获得相同的位置精度，第三项工作则需要更高的位置精度：

1）呼叫路由和对相关服务与站点紧急请求的调度：移动呼叫首先需要归属到相关的服务和站点。因此，需要使用到蜂窝网络的小区 ID 和扇区 ID。由于城市环境中小区的大小一般约为 1km，因此其精度约为 1km。同理，在郊区和乡村地区，小区大小增加到约为 10km 和 35km，以此类推，它们的精度分别也为 10km 和 35km。

2）呼叫者或事故的位置：

① 此时，呼叫者需要提供紧急情况发生地方的位置信息。除了通过电话口述出近似或精确的位置外，呼叫者的移动电话还能够提供紧急服务的具体位置。如果呼叫者能够通过电话口述出其所在位置，那么移动电话提供的位置就可以用来验证呼叫者的位置信息。在这种情况下，对于室内与城市、郊区、乡村以及高速公路路口所要求的精度分别为 10～50m、30～100m、50～100m 以及 20～100m。如果呼叫者无法提供任何位置信息，那么对于郊区、乡村和高速公路路口环境所需的位置精度则应统一变为 10～100m。

② 除了位置的精度，获取该位置的所需时间也具有重要的意义，并且应限制在发起呼叫后的 30s 以内。精度为 200～300m 的初始位置应当在 7s 内获得。

③ 此外，有可能存在多个呼叫者使用同一个紧急呼叫。那么，这样的呼叫群的位置精度对于城市环境应限定约为 150m，对于郊区和乡村环境应限定约为 500m。

④ 前面提到的这些位置精度指的都是水平精度。对于垂直精度，移动电话的位置应当被确定在 10～15m，也就是 3～4 层楼的高度。

⑤ 而且，移动电话的位置估计应当体现紧急服务能够实现的可靠度。例如，设定 67% 的 CEP 为下限，95% 的 CEP 为上限。

⑥ 为了能够使用紧急服务将呼叫者的位置映射到一个本地地图上，则可能需要实现一个 10m 的地图精度。

除了 CGALIES 2002 标准给出的位置要求建议外，美国 FCC 对美国国内的运营商就 E911 在位置精度和可靠性方面也提出了相应的要求（参见 FCC 1999）。对于基于网络的定位方案，至少 100m 的位置精度在紧急呼叫中能够实现的可靠性应为 67%，而至少 300m 的位置精度在紧急呼叫中能够实现的可靠性应为 95%。在基于

手机的定位方案中，对应于67%的可靠性的位置精度应当提升到50m，而对应于95%的可靠性的位置精度则应提升到150m。

9.5　基于位置服务

到2013年，预计几乎30%的全球移动用户群，约13亿用户在使用LBS（Location-Based Services，基于位置服务，根据GRAMMAR 2009c报告）。移动搜索的总收入预计将达到36亿欧元。

用户体验的质量是确保用户使用这些服务的关键，而且位置数据的质量（可靠性、可用性和准确性）也是一个关键的因素。

移动运营商和软件开发商都在发布有吸引力的LBS产品。终端厂商在引入和推广它们自己的位置中心应用和服务方面也表现出了强烈的兴趣。

预测出这些技术上的杀手级应用是极其困难的。但是，对于具有定位功能的移动设备来说，确实存在很重要的多应用领域或应用题材：

1）移动及位置感知广告。

2）社交网络。

3）导航和路线规划。

4）手机游戏。

5）其他突破性应用。

9.5.1　移动及位置感知广告

移动及位置感知广告为公司提供了一种新的方式向在购物商场内或附近的消费者发布它们的商品（参见Grill 2008）。例如，如果消费者将他们的位置信息提供给一个广告服务器，系统就会根据消费者的当前位置或过去位置的历史记录并结合消费者的兴趣、资料和购物历史，自动确定相应的广告并推送给消费者。位置感知广告可以提供附近的商店、优惠和优惠券信息。这些优惠和优惠券可以被考虑用于个人、朋友、忠实用户或慈善机构涉及的交易（参见Puscher 2011）。社交网络Facebook就上述四种类型的交易建立了LBS。例如，当去观看电影并登录到Facebook时，使用连锁影院的个人优惠券可以获得一袋爆米花。在面向朋友的交易中，几个社交网络上的朋友需要在相同的地点同时登录，可以获得诸如一瓶免费的葡萄酒样的优惠。忠实用户交易将用于商店奖励用户多次光顾购物。相反，慈善交易则不是用来直接奖励消费者，而是代表对向慈善机构的捐助。

除了Facebook，美国的Foursquave公司和谷歌公司也提供了类似的服务。例如，Google+和Google Place（地方信息）。

从技术的角度来看，这些服务使用的都是消费者移动电话的位置信息，这些信息可以从GPS或小区ID以及WLAN RSS的数据库内得到（参见Grill 2008）。这里

面关键的问题是，以合理的精度和可靠性及时获取的消费者的位置是以消耗一定的资源为代价的，例如，需要通信、电池消耗等。尤其对于高楼林立的城市峡谷或室内环境，这仍然是一种挑战。此外，为了避免较大的通信开销，人们转而使用区域感知广告。

另一个选择是使用短距离通信技术，例如蓝牙位置感知广告（参见 Ad2Hand 2011）。由于西方国家中蓝牙设备密度不断增长，蓝牙广告变得更具有实用性。在所有的西欧国家中，几乎 100% 的智能手机都具有蓝牙功能。当通过蓝牙开展接近营销时，锁定本地区域（像商场或会议中心）内的潜在消费者是很有可能实现的。因为几乎每一个人都有手机且大部分手机都具有蓝牙功能，广告方可以将日程时间、地址信息、图片、音频或事件视频推送给用户。在 Ad2Hand 设备的接近距离内，约 100m 的范围，即能够扫描到带有蓝牙功能的手机。然后，根据广告商的意图，可以发送一条短小的文字优惠券吸引消费者前来购物，或向消费者提供他们的商品或服务的图片、音视频宣传介绍等。

9.5.2 社交网络

社交软件，像 Facebook 和 Google +，将推动位置信息的新用途。但是，这些应用中很多都需要一个通信链路，因此需要依靠蜂窝移动通信接收器。谷歌的纵横产品（Google Latitude）的营销口号是“看一下朋友们现在都在哪”。

1）谷歌纵横以及后来的 Google +，是移动设备上谷歌地图的一种新的功能。它也是你的电脑上 iGoogle 应用的小插件。一旦你选择加入了谷歌纵横，你就可以看到你的朋友们和亲人们与你分享的他们所在的近似位置。这样，你就可以做一些有趣的事情，像看一下你的爱人是否正堵在下班回家的路上、留意下你最好的朋友是否正在城里过周末，以及更方便地了解到你的亲人乘坐的航班在恶劣的天气中是否安全着陆。

2）Map My Tracks[㊀]：Map My Tracks 软件能够将你的手机变成你专属的实时 GPS 跟踪器。使用一个带有内置 GPS 或外部 GPS 接收器的移动电话，你就可以实时地追踪自己的位置。Map My Tracks 软件的伟大之处在于它为你的体育锻炼引入了一个新的视角。它可以提供一种竞争模式，并且使锻炼充满趣味。Map My Tracks 可以让你的朋友、竞争对手或父母知道你当前所在的位置。

9.5.3 导航与路线规划

1）苹果、谷歌和微软公司在它们各自的地图应用中引入了道路交通条件选项，使用道路交通数据计算出行时间，而不仅仅是简单的路线距离。

2）My Location 应用可以在地图上向你展现当前的位置，一般在 1000m 范围

㊀ 源自 2013 年 Brent MO 公司的 GPS 跟踪软件。

内，从而无须 GPS 就可以让你知道你在哪里。移动版的 Google 地图还可以支持内置的 GPS，或链接到一个蓝牙 GPS 传感器上，以获得更加精确的用户位置点。My Location 应用的工作原理是识别用户附近移动基站广播的信息。

3）Transit：用来查看公共交通时刻表，为你决策应当选择哪种交通方式。该应用已经在世界各地超过 50 多个城市投入商业服务。

4）Öffi：是一个 Android 应用软件，可以告诉你列车与公共汽车时间计划表，包括列车或客车延误时间以及更换巴士的服务，该软件已经被欧洲及以外越来越多的交通运输机构使用来为乘客提供服务。

5）其他应用：Multimap[㊀] 公司的 Storefinder4Mobile 应用，现在它是微软 Bing 地图的一部分。它把基于传统 Web 的 Storefinder（店铺查找器）放入到消费者的口袋里，用户可以用它来做很多事情："离我最近的汽车经销商在哪里？最近的房产出售在哪里？最近的 Wi-Fi 热点在哪里？"。

9.5.4　手机游戏

手机应用开发商正努力在基于位置的游戏创新中抓住商机，这类游戏包括寻宝游戏或虚拟赛道。目前，手机游戏还处于早起阶段，之前的休闲类游戏已经使任天堂公司成了最大的 Wii 游戏机卖家。对于游戏来说，引入位置元素是下一个合乎逻辑的发展步骤。当前的游戏使用触摸屏和加速器作为用户的操作控件。使用嵌入式的 GNSS 将成为对当前游戏的一个显著扩展内容。

9.5.5　其他突破性的应用

预测未来的技术总是非常困难的，因为颠覆性的技术似乎总是无章可循但又突然能获得显著的市场份额。即便是非常自然的突破性技术，不论人们的信心多么强，对这些技术做出预测基本也是难以实现的。地理标记是一个有趣的领域，目前已经吸引了越来越多的消费者的兴趣。它可以让用户将各种信息（例如，数码照片）标记到位置信息上。就地理标记本身可能并不是一种革命性的应用，但它很可能成为一种驱动未来应用的技术引擎。WOEID（Where On Earth ID）已经被 Flickr 存储用于上传照片。

市场研究中心 IMS Research 预测 2012 年 GPS 相机市场将增长到超过 4000 万台，包括专业相机和普通相机。

Geotate 公司（网站为 www.geotate.com）以创新的方式改进了地理标记。Geotate 公司的软件能够自动地将位置标签添加到照片中，它通过将原始数据（未经处理的 GPS 信号）分配到图像文件上，然后提交处理得出位置信息。

㊀ Multimap 是英国一家领先在线地图服务供应商，总部位于伦敦，面向欧洲、北美以及澳大利亚等市场提供在线地图服务。目前该公司已被微软收购。——译者注

Geotate 自动地理标记技术使用一种 0.2s GPS 捕获信号，获取原始的 GPS 信号作为通常拍照瞬间的一部分，确保实现了无延时的用户体验。相比之下，传统的流式 GPS 设备将需要几秒的时间才能找到卫星信号，约 30s 的时间下载卫星轨道信息，然后再需要几秒的时间计算用户位置。2009 年，Geotate 公司被 u-blox AG 公司收购，它是一家瑞士的基于 GPS 的大众市场接收设备制造商。

9.5.6 未来应用

未来可能会有一些全新种类的应用装入到人们的手机中，这有可能是由 iPhone 手机通过苹果公司 iTunes 应用商店推动的。如今苹果公司已经取得了该领域的主导地位，我们可以看到很多其他的厂家也在从事这一领域的开发。虽然目前 iTunes 软件商店中估计 90 多万的应用里很多都没有使用 iPhone 手机的 GNSS 功能，但对于 iTunes 应用商店来说，它具有很大的潜力可能可以为用户开发以下各类应用（参见 Iskold 2008）：

1）现实标注（Reality Tagging）：现实标注应用类似于一个分布式的谷歌地球，但它是面向照片的。人们可以使用手机照相留念，然后写上几句评论并加上标签。手机将自动对照片进行地理标记并把它发送到网络上的共享服务中。

2）人的标注（People Tagging）：使用手机对人进行标记。

3）现实识别（Reality Recognition）：现实标记和先进的图像识别将对现实识别应用的发展起到推波助澜的作用。

4）真实社交网络：人们可以走进一家餐厅，打开手机并寻找在附近的朋友。

5）个性化的旅游指南：人们喜欢旅游和旅游指南，因为它们可以告诉旅游的人们当地的地标和历史名胜。这种应用可以让人们获得世界各地任何位置的旅游指南。人们只需要点一下手机屏幕上的按钮，当前位置的信息就会出现在人们的手机上。

6）分布式的手机游戏：我们有望在手机游戏中进行非常有趣的活动，我们可以玩一些在现实世界和数字世界中同时进行的游戏。

7）物理浏览和网上购物：在现实世界中浏览商品，随即在网上进行购买。例如，可能通过扫描商店里面一本书的条码照片，就可以将其立即加入到网上的购物车中。

8）基于位置/时间的交易：如果一个人站在商店门口，例如他想买一台相机，那么当他用手机指向这台相机时，就会触发临近的其他商店立即将竞价信息发送到他的手机上。

上述所有我们预测的手机应用中，大多数需要精确的位置信息。虽然，这些应用可能并不算是基于手机定位能力的“杀手级”的应用，但是它们使无线定位和 GNSS 功能超越了简单的导航应用功能。因此，随着这类应用的不断普及和应用价值的不断增长，在未来的手机中，对基于无线定位和 GNSS 的应用的需求也将不断提升。

参考文献

[1] ETS 2009 3GPP-LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures. ETSI TS 136 213 V8.8.0 (2009-06).

[2] 3GPP 2013 3GPP work programme. [Online; accessed June 21, 2013].

[3] 3GPP M 2001 Overview of 2G LCS technologies and standards 3GPP TSG SA2 LCS Workshop, London, UK.

[4] 3GPP S 2010 RP-101425: Coordinated Multi-Point Operation for LTE 3rd Generation Partnership Project (3GPP), Samsung.

[5] 3GPP, TSGRAN 2013 Location Measurement Unit (LMU) performance specification; Network Based Positioning Systems in E-UTRAN 3Gpp. 3GPP TS 36. 111 V1.1.1.

[6] 3GPP2 2004 Position Determination Service for cdma2000 Spread Spectrum Systems 3rd Generation Partnership Project 2 (3GPP2). C. S0022-A v1.0.

[7] Ad2Hand 2011 Bluetooth advertising with a free software solution www. ad2hand. co. uk/ [Online; accessed November 18, 2013].

[8] AeroScout 2013 Aeroscout system technology overview www. aeroscout. com/technology [Online; accessed November 18, 2013].

[9] Alamouti SM 1998 A simple transmit diversity technique for wireless communications. IEEE Journal on Selected Areas in Communications 16 (8), 1451-1458.

[10] Ali-Löytty S 2009 Gaussian Mixture Filters in Hybrid Positioning PhD thesis Tampere University of Technology. http://URN. fi/URN: NBN: fi: tty-200905191055 [Online; accessed November 18, 2013].

[11] Alippi C, Cogliati D and Vanini G 2006 A statistical approach to localize passive RFIDs. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS) 2006.

[12] Apple 2013 iOS3 6: Understanding location services http://support. apple. com/kb/HT5467 [Online; accessed November 18, 2013].

[13] Arulampalam MS, Maskell S, Gordon N and Clapp T 2002 A tutorial on particle filters for online nonlinear/non-Gaussian Bayesian tracking. IEEE Transactions on Signal Processing 50 (2), 174-188.

[14] Astely D, Dahlman E, Furuskär A, Jading Y, Lindström M and Parkvall S 2009 LTE: The evolution of mobile broadband. IEEE Communications Magazine 47 (4), 44-51.

[15] Atmel 2013 Data Sheet Atmel AT86RF233-Low Power, 2. 4GHz Transceiver for ZigBee, RF4CE, IEEE 802.15.4, 6LoWPAN, and ISM Applications Atmel.

[16] Bahl P and Padmanabhan VN 2000 Radar: An in-building RF-based user location and tracking system. Proceedings of the IEEE International Conference on Computer Communications (IEEE INFOCOM 2000), vol.2, pp.775-785, Tel-Aviv, Israel.

[17] Baniukevic A, Sabonis D, Jensen CS and Lu H 2011 Improving Wi-Fi based indoor positioning using Bluetooth add-ons. 2011 12th IEEE International Conference on Mobile Data Management

(MDM), vol. 1, pp. 246-255.

[18] Bar-Shalom Y, Li RX and Kirubarajan T 2001 Estimation with Applications to Tracking and Navigation: Theory Algorithms and Software. John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, Uk.

[19] Bedford M and Kennedy G 2012 Evaluation of ZigBee (IEEE 802. 15. 4) time-of-flight-based distance measurement for application in emergency underground navigation. IEEE Transactions on Antennas and Propagation 60 (5), 2502-2510.

[20] Berggren F and Popovic BM 2007 A non-hierarchical cell search scheme. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC).

[21] Bittins B and Sieck J 2012 Multimodal and collaborative localisation service for diverse environments. IEEE 1st International Symposium on Wireless Systems (IDAACS-SWS) 2012, pp. 28-33.

[22] Bluetooth 2013 A look at the basics of Bluetooth wireless technology www. bluetooth. com/Pages/Basics. aspx [Online; accessed November 18, 2013].

[23] Bluetooth SIG 2010 Specification of the Bluetooth System Bluetooth Special Interest Group. Core specification version 4. 0.

[24] Briers M, Maskell S and Wright R 2003 A Rao-Blackwellized unscented Kalman filter. Proceedings of the International Conference on Information Fusion 1, 55-61.

[25] Cardinali R, De Nardis L, Di Benedetto M and Lombardo P 2006 UWB ranging accuracy in highand low-data-rate applications. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 54 (4), 1865-1875.

[26] CGALIES 2002 Final Report: Report on Implementation Issues Related to Access to Location Information by Emergency Services (E112) in the European Union Coordination Group on Access to Location Information for Emergency Services (CGALIS).

[27] Chan FWC and So HC 2009 Accurate Distributed Range-Based Positioning Algorithm for Wireless Sensor Networks. IEEE Transactions on Signal Processing 57 (10), 4100-4105.

[28] Chen PC 1999 A non-line-of-sight error mitigation algorithm in location estimation. Proceedings of the IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC) 1, 316-320.

[29] Cherntanomwong P and Suroso D 2011 Indoor localization system using wireless sensor networks for stationary and moving targets. 8th International Conference on Information, Communications and Signal Processing (ICICS) 2011, pp. 1-5.

[30] Cisco 2012 Cisco visual networking index: Global mobile data traffic forecast update, 2011-2016. White paper.

[31] Ciurana M, Cugno S and Barcel-Arroyo F 2007 WLAN indoor positioning based on TOA with two reference points Proceedings of the 4th Workshop On Positioning, Navigation and Communication (WPNC 2007), pp. 23-28, Hanover, Germany.

[32] Cong L and ZhuangW2005 Nonline-of-sight error mitigation in mobile location. IEEE Transactions on Wireless Communications 4 (2), 560-573.

[33] Dammann A and Kaiser S 2001 Standard conformable antenna diversity techniques for OFDM and its application to the DVB-T system. Proceedings IEEE Global Telecommunications Conference

(GLOBECOM 2001), San Antonio, TX, USA, pp. 3100-3105.

[34] Dardari D, Conti A, Ferner U, Giorgetti A and Win M 2009 Ranging with ultrawide bandwidth signals in multipath environments. Proceedings of the IEEE 97 (2), 404-426.

[35] DecaWave 2013 ScenSor advance product information DW1000 www. decawave. com/scensor. html [Online; accessed November 18, 2013]. di Flora C and Hermersdorf M 2008 A practical implementation of indoor location-based services using simple WiFi. Journal of Location Based Services 2 (2), 87-111.

[36] Djuric PM, Kotecha JH, Zhang J, Huang Y, Ghirmai T, Bugallo MF and Miguez J 2003 Particle filtering. IEEE Signal Processing Magazine pp. 19-38.

[37] Doucet A, de Freitas JFG and Gordon NJ 2001 An introduction to sequential Monte Carlo methods In Sequential Monte Carlo Methods in Practice (eds Doucet A, de Freitas JFG and Gordon NJ). Springer Verlag, Heidelberg, Germany.

[38] EC 2003 Commission Recommendation of 25 July 2003 on the processing of caller location information in electronic communication networks for the purpose of location-enhanced emergency call services European Comission (EC). 2003/559/EC.

[39] EC 2011 Commission recommendation of 8 September 2011 on support for an EU-wide eCall service in electronic communication networks for the transmission of in-vehicle emergency calls based on 112 (eCalls) European Comission (EC). 2011/750/EC.

[40] ECMA 2008 Standard ECMA-368-High Rate UltraWideband PHY and MAC Standard 3rd edn ECMA International.

[41] ECMA 2010 Standard ECMA-387-High Rate 60 GHz PHY, MAC and PALs 2nd edn. ECMA International.

[42] ECMA 2013a Standard ECMA-340-Near Field Communication-Interface and Protocol (NFCIP-1) 3rd edn ECMA International.

[43] ECMA 2013b Standard ECMA-352-Near Field Communication-Interface and Protocol (NFCIP-2) 3rd edn ECMA International.

[44] EDA n. d. EGNOS Data Access Service. www. insidegnss. com [Online; accessed November 18, 2013].

[45] EMS n. d. EGNOS Message Server. www. egnos-pro. esa. int/ems [Online; accessed November 18, 2013].

[46] EPC HF RFID 2011 EPCTMRadio-Frequency Identity Protocols-EPC Class-1 HF RFID Air Interface Protocol for Communications at 13. 56 MHz, Version 2. 0. 3 GS1 EPCglobal.

[47] EPC UHF RFID 2008 EPCTMRadio-Frequency Identity Protocols-EPC Class-1 Generation-2 UHF RFID Protocol for Communications at 860 MHz-960 MHz, Version 1. 2. 0 GS1 EPCglobal.

[48] ESA 2007 Galileo System Simulation Facility (GSSF) www. gssf. info [Online; accessed November 18, 2013].

[49] ESA 2011 EGNOS navigation system begins serving Europe's aircraft www. esa. int/Our_ Activities/Technology/TTP2/EGNOS_ navigation_ system_ begins_ serving_ Europe_ s_ aircraft [Online; accessed November 18, 2013].

[50] Etemad K 2008 Overview of mobile WiMAX technology and evolution. IEEE Communications Magazine 46 (10), 31-40.

[51] ETS 2013a 3GPP-LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer; Measurements. ETSI TS 136 214 V11.1.0 (2013-02).

[52] ETS 2013b LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN); Overall description; Stage 2. ETSI TS 136 300 V11.5.0 (2013-04).

[53] ETS 2013c LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); LTE Positioning Protocol A (LPPa). ETSI TS 136 455 V11.1.0 (2013-01).

[54] ETS 2013d LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); LTE Positioning Protocol (LPP). ETSI TS 136 355 V11.2.0 (2013-04).

[55] ETS 2013e LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN); Stage 2 functional specification of User Equipment (UE) positioning in E-UTRAN. ETSI TS 136 305 V11.3.0 (2013-04).

[56] ETSI 2003 Near Field Communication (NFC) IP-1; Interface and Protocol (NFCIP-1) ETSI. ETSI TS 102 190 V1. 1. 1 (2003-03).

[57] ETSI 2004 Near Field Communication Interface and Protocol-2 (NFCIP-2) ETSI. ETSI TS 102 312 V1. 1. 1 (2004-02).

[58] ETSI 2006 Telecommunications and Internet converged Services and Protocols for Advanced Networking (TISPAN); Overview of Radio Frequency Identification (RFID) Tags in the telecommunications industry European Telecommunications Standard Institute (ETSI). ETSI TR 102 449 V1. 1. 1.

[59] ETSI 2010 Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); UTRAN functions, examples on signalling procedures European Telecommunications Standard Institute (ETSI). ETSI TS 125 931 V9. 0. 0.

[60] ETSI 2012a Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Functional stage 2 description of Location Services (LCS) in GERAN European Telecommunications Standard Institute (ETSI). ETSI TS 143 059 V11.0.0.

[61] ETSI 2012b Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Location Services (LCS); Mobile Station (MS) -Serving Mobile Location Centre (SMLC) Radio Resource LCS Protocol (RRLP) European Telecommunications Standard Institute (ETSI). ETSI TS 144 031 V11.0.0.

[62] ETSI 2012c Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Modulation European Telecommunications Standard Institute (ETSI). ETSI TS 145 004 V11.0.0.

[63] ETSI 2012d Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Physical layer on the radio path; General description European Telecommunications Standard Institute (ETSI). ETSI TS 145 001 V11.0.0.

[64] ETSI 2012e Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Radio subsystem link control European Telecommunications Standard Institute (ETSI). ETSI TS 145 008 V11.1.0.

[65] ETSI 2012f LTE; Requirements for further advancements for Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) (LTE-Advanced) ETSI. ETSI TR 136 913 V11.0.0 (2012-11).

[66] ETSI 2012g Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); LTE; Requirements for E-volved UTRA (E-UTRA) and Evolved UTRAN (E-UTRAN) ETSI. ETSI TR 125 913 V9.0.0 (2010-02).

[67] ETSI 2012h Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Physical layer; Measurements (FDD) European Telecommunications Standard Institute (ETSI). ETSI TS 125 215 V11.0.0.

[68] ETSI 2012i Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Physical layer; Measurements (TDD) European Telecommunications Standard Institute (ETSI). ETSI TS 125 225 V11.0.0.

[69] ETSI 2012j Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Stage 2 functional specification of User Equipment (UE) positioning in UTRAN European Telecommunications Standard Institute (ETSI). ETSI TS 125 305 V11.0.0.

[70] ETSI 2013a Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Radio transmission and reception European Telecommunications Standard Institute (ETSI). ETSI TS 145 005 V11.2.0.

[71] ETSI 2013b LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception ETSI. ETSI TS 136 104 V11.3.1.

[72] ETSI 2013c LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Long Term Evolution (LTE) physical layer; General description ETSI. ETSI TS 136 201 V11.1.0.

[73] ETSI 2013d LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding ETSI. ETSI TS 136 212 V11.2.0.

[74] ETSI 2013e LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation ETSI. ETSI TS 136 211 V11.1.0.

[75] ETSI 2013f LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Requirements for support of radio resource management ETSI. ETSI TS 136 113 V11.4.0.

[76] ETSI 2013g LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); SLM interface Application Protocol (SLmAP) ETSI. ETSI TS 136 459 V11.1.0.

[77] ETSI 2013h LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception ETSI. ETSI TS 136 101 V11.4.0.

[78] ETSI 2013i Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Physical layer-general description European Telecommunications Standard Institute (ETSI). ETSI TS 125 201 V11.1.0.

[79] ETSI 2013j Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Requirements for support of radio resource management (FDD) European Telecommunications Standard Institute (ETSI). ETSI TS 125 133 V11.4.0.

[80] ETSI 2013k Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Requirements for support of radio resource management (TDD) European Telecommunications Standard Institute (ETSI). ETSI TS 125 123 V11.3.0.

[81] ETSI 2013l Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); User Equipment (UE) ra-

dio transmission and reception (FDD) European Telecommunications Standard Institute (ETSI). ETSI TS 125 101 V11.4.0.

[82] Fang SH, Wang CH, Huang TY, Yang CH and Chen YS 2012 An enhanced ZigBee indoor positioning system with an ensemble approach. IEEE Communications Letters 16 (4), 564-567.

[83] Fazel K and Kaiser S 2003 Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems. JohnWiley & Sons, Ltd, Chichester, UK. ISBN 0-470-84899-5.

[84] FCC 1999 Revision of the Commission's Rules to Ensure Compatibility with Enhanced 911 Emergency Calling Systems: Third Report and Order Federal Communications Commission (FCC).

[85] FCC 2002 Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems: First Report and Order Federal Communications Commission (FCC).

[86] Figueiras J and Frattasi S 2010 Mobile Positioning and Tracking: From Conventional to Cooperative Techniques. John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, UK.

[87] Fontana R 2004 Recent system applications of short-pulse ultra-wideband (UWB) technology. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 52 (9), 2087-2104.

[88] Forno F, Malnati G and Portelli G 2005 Design and implementation of a Bluetooth ad hoc network for indoor positioning. IEE Proceedings-Software 152 (5), 223-228.

[89] Foy W 1976 Position-location solutions by Taylor-series estimation. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems AES-12 (2), 187-194.

[90] Frattasi S 2007 Link Layer Techniques Enabling Cooperation in Fourth Generation Wireless Networks. PhD thesis Aalborg University Aalborg, Denmark.

[91] Gal 2010 European GNSS (Galileo) Open Service-Signal In Space Interface Control Document, Issue 1.1.

[92] Gezici S, Tian Z, Giannakis GB, Kobayashi H, Molisch AF, Poor HV and Sahinoglu Z 2005 Localization via ultra-wideband radios. IEEE Signal Processing Magazine 22 (4), 70-84.

[93] GLO 2002 GLONASS Interface Control Document. Version 5.0.

[94] Godara L 1997a Applications of antenna arrays to mobile communications, part i. Proceedings of the IEEE 85 (8), 1195-1245.

[95] Godara L 1997b Applications of antenna arrays to mobile communications, part ii. Proceedings of the IEEE 85 (8), 1195-1245.

[96] Gold R 1967 Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing. IEEE Transactions on Information Theory 13 (4), 619-621.

[97] Golden SA and Bateman SS 2007 Sensor measurements for Wi-Fi location with emphasis on time-of-arrival ranging. IEEE Transactions on Mobile Computing 6 (10), 1185-1198.

[98] Google 2013 Location source and accuracy https://support.google.com/gmm/answer/81873 [Online; accessed November 18, 2013].

[99] Gordon N, Salmond D and Smith AFM 1993 Novel approach to non-linear and non-Gaussian Bayesian state estimation. Proceedings of the IEE 140, 107-113.

[100] GRAMMAR 2009a Gap Analysis of GNSS receivers and technology Galileo Ready Advanced Mass Market Receiver (GRAMMAR) consortium.

[101] GRAMMAR 2009b GRAMMAR Website. www. gsa-grammar. eu [Online; accessed November 18, 2013].

[102] GRAMMAR 2009c Market Definition and Core Technology Report Galileo Ready Advanced Mass Market Receiver (GRAMMAR) consortium.

[103] Grill A 2008 Location Based Advertising-An Introduction http: //londoncalling. co/2008/05/locationbased-advertising-introduction/ [Online; accessed November 18, 2013].

[104] Gustafsson F and Gunnarsson F 2005 Mobile positioning using wireless networks. IEEE Signal Processing Magazine 22 (4), 41-53.

[105] Gustafsson F, Gunnarsson F, Bergman N, Forssell U, Jansson J, Karlsson R and Nordlund PJ 2002 Particle filters for positioning, navigation, and tracking. IEEE Transactions on Signal Processing 50 (2), 425-437.

[106] Guvenc I and Chong CC 2009 A survey on TOA based wireless localization and NLOS mitigation techniques. IEEE Communications Surveys & Tutorials 11 (3), 107-124.

[107] Guvenc I, Gezici S and Sahinoglu Z 2010 Fundamental limits and improved`algorithms for linear least-squares wireless position estimation. Wireless Communications and Mobile Computing 12, 1037-1052.

[108] Hallberg J, Nilsson M and Synnes K 2003 Positioning with Bluetooth 10th International Conference on Telecommunications (ICT) 2003, vol. 2, pp. 954-958.

[109] Hammadi O, Hebsi A, Zemerly M and Ng J 2012 Indoor localization and guidance using portable smartphones IEEE/WIC/ACM International Conferences on Web Intelligence and Intelligent Agent Technology (WI-IAT) 2012, vol. 3, pp. 337-341.

[110] Haykin S 2002 Adaptive Filter Theory 4th edn. Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, USA. Hermersdorf M 2006 Indoor positioning with aWLAN access point list on a mobile device Proceedings of theWorkshop onWorld-Sensor-Web (WSW 2006) at 4th ACMConference on Embedded Networked Sensor Systems (SenSys 2006), Boulder, CO, USA.

[111] Hewlett-Packard, Intel, LSI, Microsoft, NEC, Samsung and ST-Ericsson 2010 Wireless Universal Serial Bus Specification 1. 1 USB Implementers Forum.

[112] Hiertz G, Denteneer D, Stibor L, Zang Y, Costa X and Walke B 2010 The IEEE 802. 11 universe. IEEE Communications Magazine 48 (1), 62-70.

[113] Ho K and Chan Y 1997 Geolocation of a known altitude object from TDOA and FDOA measurements. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems 33 (3), 770-783.

[114] Hossain A and Soh WS 2007 A comprehensive study of Bluetooth signal parameters for localization Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2007. PIMRC 2007. IEEE 18th International Symposium on, pp. 1-5.

[115] Huawei 2005 3GPP R1-050841: Further analysis of soft-frequency reuse scheme 3GPP TSG RAN WG1#42 London.

[116] IEE 2004 IEEE P802. 11 Wireless LANs, TGn Channel Models. IEEE 802. 11-03/940r2.

[117] IEEE 802. 11 2007 IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements-Part

11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications IEEE.

[118] IEEE 802.11 2012 IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications IEEE.

[119] IEEE 802.11ad 2012 IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications -Amendment 3: Enhancements for Very High Throughput in the 60 GHz Band IEEE.

[120] IEEE 802.11k 2008 IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications-Amendment 1: Radio Resource Measurement of Wireless LANs IEEE.

[121] IEEE 802.11u 2011 IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications -Amendment 9: Interworking with External Networks IEEE.

[122] IEEE 802.11v 2011 IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications -Amendment 8: IEEE 802.11 Wireless Network Management IEEE.

[123] IEEE 802.15.3c 2009 IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements-Part 15. 3: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) -Amendment 2: Millimeter-wave-based Alternative Physical Layer Extension IEEE.

[124] IEEE 802.15.4 2003 IEEE Standard for Information Technology-Telecommunications and Information Exchange Between Systems-Local and Metropolitan Area Networks-Specific Requirements-Part 15. 4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) IEEE.

[125] IEEE 802.15.4 2011 IEEE Standard for Local and metropolitan area networks-Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) IEEE.

[126] IEEE 802.15.4a 2007 IEEE Standard for Information Technology-Telecommunications and Information Exchange Between Systems-Local and Metropolitan Area Networks-Specific Requirements-Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) -Amendment 1: Add Alternate PHYs IEEE.

[127] IEEE 802.15.4f 2012 IEEE Standard for Local and metropolitan area networks-Part 15.4: Low-

Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) -Amendment 2: Active Radio Frequency Identification (RFID) System Physical Layer (PHY) IEEE.

[128] IEEE 802.16 2012 IEEE Standard for Air Interface for Broadband Wireless Access Systems, IEEE Std 802.16-2012 (Revision of IEEE Std 802.16-2009) IEEE.

[129] IEEE 802.16.1 2012 IEEE Standard for WirelessMAN-Advanced Air Interface for Broadband Wireless Access Systems, IEEE Std 802.16.1-2012 IEEE.

[130] In-Location Alliance 2013 In-Location Alliance-introduction presentation on http://in-location-alliance.com/files/ILA/In-Location_Alliance_Introduction.pdf [Online; accessed November 18, 2013].

[131] infsoftGmbH2013 Indoor&outdoor positioning http://www.infsoft.com/indoor-positioning-navigation/ [Online; accessed November 18, 2013].

[132] Ingram S, Harmer D and Quinlan M 2004 Ultrawideband indoor positioning systems and their use in emergencies. Position Location and Navigation Symposium (PLANS) 2004, pp. 706-715.

[133] Inoue M, Fujii T and Nakagawa M 2002 Space time transmit site diversity for OFDM multi base station system 4th InternationalWorkshop on Mobile andWireless Communications Network (MWCN) 2002, pp. 30-34, Stockholm, Sweden.

[134] Iskold A 2008 12 future Apps for your iPhone www.readwriteweb.com/archives/12_future_apps_for_your_iphone.php [Online; accessed November 18, 2013].

[135] ISO/IEC 14443 2008-2012 ISO/IEC 14443 (all parts): Identification cards-Contactless integrated circuit cards-Proximity cards ISO/IEC.

[136] ISO/IEC 15693 2008-2010 ISO/IEC 15693 (all parts): Identification cards-Contactless integrated circuit cards-Vicinity cards ISO/IEC.

[137] ISO/IEC 18000 2008-2013 ISO/IEC 18000 (all parts): Information technology-Radio frequency identification for item management ISO/IEC.

[138] ISO/IEC 18092 2013 ISO/IEC 18092: 2013 Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Near Field Communication-Interface and Protocol (NFCIP-1) ISO/IEC.

[139] ISO/IEC 21481 2012 ISO/IEC 21481: 2012 Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Near Field Communication-Interface and Protocol-2 (NFCIP-2) ISO/IEC.

[140] IST-2003-507581 WINNER 2007 WINNER II Deliverable D1.1.2: WINNER II Channel Models.

[141] ITU-R 2006 RECOMMENDATION ITU-R SM. 1755: Characteristics of ultra-wideband technology International Telecommunication Union Radiocommunication (ITU-R) Sector.

[142] Izquierdo F, Ciurana M, Barceló F, Paradells J and Zola E 2006 Performance evaluation of a TOA-based trilateration method to locate terminals in WLAN Proceedings of the 1st International Symposium on Wireless Pervasive Computing (ISWPC 2006), pp. 1-6, Phuket, Thailand.

[143] JTC 1993 Final Report on RF Channel Characterization. JTC (AIR) /93.09.23-238R2.

[144] Julier SJ and Uhlmann JK 1997 A new extension of the Kalman filter to nonlinear systems. Proceedings of AeroSense 11th Int. Symp. Aerospace/Defense Sensing, Simulation and Controls. pp. 182-193.

[145] Julier SJ and Uhlmann JK 2004 Unscented filtering and nonlinear estimation. Proceedings of the IEEE 92 (3), 401-422.

[146] Kalman RE 1960 A new approach to linear filtering and prediction problems. Transactions of the ASME-Journal of Basic Engineering 82 (D), 35-45.

[147] Kammann J, Angermann M and Lami B 2003 A new mobility model based on maps. Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference (VTC) Fall.

[148] Kay SM 1993 Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory. Prentice Hall.

[149] Kim I, HanY, KimYand Bang S 2008 Sequence hopping cell search scheme forOFDMcellular systems. IEEE Transactions on Wireless Communications 7 (5), 1483-1489.

[150] King T, Lemelson H, Farber A and EffelsbergW2009 BluePos: Positioning with Bluetooth. IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing (WISP) 2009, pp. 55-60.

[151] Kotanen A, Hannikainen M, Leppakoski H and Hamalainen T 2003 Experiments on local positioning with Bluetooth. International Conference on Information Technology: Coding and Computing [Computers and Communications] (ITCC) 2003, pp. 297-303.

[152] Krach B 2010 Sensor Fusion by Bayesian Filtering for Seamless Pedestrian Navigation. PhD thesis University of Erlangen-Nürnberg.

[153] Krach B and Weigel R 2009 Markovian channel modeling for multipath mitigation in navigation receivers. Proceedings of the European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) pp. 1441-1445.

[154] Krach B, Lentmaier M and Robertson P 2008 Bayesian detection and tracking for joint positioning and multipath mitigation in GNSS. Proceedings of the Workshop on Positioning, Navigation and Communication (WPNC) pp. 173-180.

[155] Lee JY and Scholtz R 2002 Ranging in a dense multipath environment using an UWB radio link. IEEE Journal on Selected Areas in Communications 20 (9), 1677-1683.

[156] Levenberg K 1944 A method for the solution of certain non-linear problems in least squares. Quarterly Journal of Applied Mathematics 2, 164-168.

[157] Li S, Chen S, Lou Y, Lu B and Liang Y 2012 A recurrent neural network for inter-localization of mobile phones. The 2012 International Joint Conference on Neural Networks (IJCNN), pp. 1-5.

[158] Liu H, Darabi H, Banerjee P and Liu J 2007a Survey of wireless indoor positioning techniques and systems. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics-Part C: Applications and Reviews 37 (6), 1067-1080.

[159] Liu P, Tao Z, Narayanan S, Korakis T and Panwar S 2007b CoopMAC: A cooperative MAC for wireless LANs. IEEE Journal on Selected Areas in Communications 25 (2), 340.

[160] LOR 1994 Specification of the transmitted LORAN-C Signal. COMDTINST M16562. 4A.

[161] Maheshwari H and Kemp A 2011 On the enhanced ranging performance for IEEE 802. 15. 4 com-

pliant WSNdevices. 4th IFIP International Conference on New Technologies, Mobility and Security (NTMS) 2011, pp. 1-5.

[162] Mahtab Hossain A, Jin Y, Soh WS and Van HN 2013 SSD: A robust RF location fingerprint addressing mobile devices' heterogeneity. IEEE Transactions on Mobile Computing 12 (1), 65-77.

[163] Marquardt DW 1963 An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters. SIAM Journal on Applied Mathematics 11 (2), 431-441.

[164] Maybeck P 1979 Stochastic Models, Estimation and Control, Volume I. Academic Press.

[165] Mayorga CLF, della Rosa F, Wardana SA, Simone G, Raynal MCN, Figueiras J, and Frattasi S 2007 Cooperative Positioning Techniques for Mobile Localization in 4G Cellular Networks. Proceedings of the IEEE International Conference on Pervasive Services.

[166] Mensing C 2013 Location Determination in OFDM Based Mobile Radio Systems. PhD thesis Technische Universität München.

[167] Mensing C and Nielsen J 2010 Centralized cooperative positioning and tracking with realistic communications constraints. Proceedings of the Workshop on Positioning, Navigation, and Communication (WPNC).

[168] Mensing C and Plass S 2006 Positioning algorithms for cellular networks using TDOA. Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP), Toulouse, France.

[169] Mensing C, Sand S, Dammann A and UtschickW2009 Data-aided location estimation in cellular OFDM communications systems. Proceedings of the IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Honolulu, HI, USA.

[170] Miller LE, Wilson PF, Bryner NP, Harris MH, Guerrieri JR, Stroup DW and Klein-Berndt L 2006 RFID-assisted indoor localization and communication for first responders. International Symposium on Advance Radio Technologies (ISART), Boulder, CO, USA.

[171] Minn H, Bhargava VK and Letaief KB 2003 A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems. IEEE Transactions on Wireless Communications 2 (4), 822-839.

[172] Musso C, Oudjane N and LeGland F 2001 Improving regularized particle filters In Sequential Monte Carlo Methods in Practice (ed. Doucet A, de Freitas JFG and Gordon NJ). Springer Verlag, Heidelberg, Germany.

[173] Nan 2007 Real time location systems www. nanotron. com/EN/SU_ docs_ white_ papers. php [Online; accessed November 18, 2013]. White Paper, Nanotron Technologies GmbH.

[174] NFC Forum 2013 Near field communication forum www. nfc-forum. org/home/ [Online; accessed November 18, 2013].

[175] NXP Semiconductors 2013 Data Sheet NXP Jennic JN5148-001-IEEE802. 15. 4 Wireless Microcontroller NXP.

[176] OMA 2011 Enabler Release Definition for Secure User Plane Location (SUPL) Open Mobile Alliance (OMA). Candidate Version 3. 0.

[177] OMA 2013 Open moblie alliance http: //openmobilealliance. org/. [Online; accessed No-

vember 18, 2013]

[178] Ozdenizci B, Ok K, Coskun V and Aydin M 2011 Development of an indoor navigation system using NFC technology. Fourth International Conference on Information and Computing (ICIC) 2011, pp. 11-14.

[179] Parkinson BW and Spilker Jr. JJ 1996 Global Positioning System: Theory and Applications, Volume 1. Progress in Astronautics and Aeronautics, vol. 163.

[180] Parkvall S, Dahlman E, Furuskär A, Jading Y, Olsson M and Stefan Wänstedt KZ 2008 LTE-Advanced -evolving LTE towards IMT-Advanced. Proceedings 68th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2008-Fall), pp. 1-5, Calgary, Canada.

[181] Paulraj A, Nabar R and Gore D 2003 Introduction to Space-Time Wireless Communications. Cambridge University Press, Cambridge, UK.

[182] Perälä T and Ali-Löytty S 2008 Kalman-type positioning filters with floor plan information. Proceedings of the International Conference on Advances in Mobile Computing & Multimedia (MoMM) pp. 350-355.

[183] Perälä T and Piché R 2007 Robust Extended Kalman Filtering in Hybrid Positioning Applications. Proceedings of the Workshop on Positioning, Navigation and Communication (WPNC) pp. 55-63.

[184] Perkins C 1998 Mobile networking through mobile IP. Internet Computing, IEEE 2 (1), 58-69.

[185] Perkins C and Jagannadh T 1995 DHCP for mobile networking with TCP/IP Proceedings of the IEEE Symposium on Computers and Communications, 1995, pp. 255-261.

[186] Pichler M, Schwarzer S, Stelzer A and Vossiek M 2009 Multi-channel distance measurement with IEEE 802.15.4 (ZigBee) devices. IEEE J. Sel. Top. Signal Process. 3 (5), 845-859.

[187] Pitt M and Shephard N 1999 Filtering via simulation: Auxiliary particle filters. Journal of the American Statistical Association 94 (446), 590-599.

[188] Plass S 2008 Cellular MC-CDMA Downlink Systems -Coordination, Cancellation, and Use of Inter-Cell Interference PhD thesis Universität Ulm, Germany. VDI Verlag Düsseldorf, Series 10, No. 788, ISBN 978-3-18-378810-1.

[189] POLE STAR 2013 Indoor positioningwww. polestar. eu/en/nao-campus/indoor-positioning.html [Online; accessed November 18, 2013].

[190] Prasithsangaree P, Krishnamurthy P and Chrysanthis P 2002 On indoor position location with wireless LANs. Proceedings of the 13th IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2002), vol. 2, pp. 720-724, Lisbon, Portugal.

[191] Press WH, Teukolsky SA, Vetterling WT and Flannery BP 1992 Numerical recipes in C (2nd edn): the art of scientific computing. Cambridge University Press, New York, NY, USA.

[192] Prieto J, Bahillo A, Mazuelas S, Lorenzo R, Blas J and Fernandez P 2009 Adding indoor location capabilities to an IEEE 802.11 WLAN using real-time RTT measurements. Wireless Telecommunications Symposium (WTS) 2009, pp. 1-7.

[193] Proakis JG 2001 Digital Communications 4th edn. McGraw-Hill.

[194] Puscher F 2011 Gut oder Schein. Magazin für Computer Technik (c't) 2011 (7), 142-145.

[195] Qi Y, Kobayashi Hand SudaH2006 Analysis of wireless geolocation in a non-line-of-sight environment. IEEE Transactions on Wireless Communications 5 (3), 672-681.

[196] Qualcomm Europe 2009 On OTDOA in LTE. Technical Report R1-090353, 3GPP TSG-RAN WG1 #55bis, Ljubljana, Slovenia.

[197] Riba J and Urruela A 2004 A non-line-of-sight mitigation technique based on ML-detection. Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP).

[198] Ristic B, Arulampalam S and Gordon N 2004 Beyond the Kalman Filter-Particle Filters for Tracking Applications. Artech House.

[199] Roos T, Myllymäki P, Tirri H, Misikangas P and Sievänen J 2002 A probabilistic approach to WLAN user location estimation. International Journal of Wireless Information Networks 9 (3), 155-164.

[200] Sand S, Wang W and Dammann A 2012 Cramér-Rao lower bounds for hybrid distance estimation schemes. Proceedings of 76th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC-Fall).

[201] Schmidl TM and Cox DC 1997 Robust frequency and timing synchronization for OFDM. IEEE Transactions on Communications 45 (12), 1613-1621.

[202] Schön T, Gustafsson F and Nordlund PJ 2005 Marginalized particle filters for mixed linear/nonlinear state-space models. IEEE Transactions on Signal Processing 53 (7), 2279-2289.

[203] SIS 2002 ESA EGNOS Service 'Signal-in-Space through the Internet' (SISNeT). www.egnos-pro.esa.int/sisnet [Online; accessed November 18, 2013].

[204] SmailagicAandKoganD2002 Location sensing and privacy in a context-aware computing environment. IEEE Wireless Communications 9 (5), 10-17.

[205] Sternad M, Ottosson T, Ahlen A and Svensson A 2003 Attaining both coverage and high spectral efficiency with adaptive OFDM downlinks. 2003 IEEE 58th Vehicular Technology Conference (VTC 2003-Fall), vol. 4, pp. 2486-2490.

[206] Stüber GL 2001 Principles of Mobile Communication 2nd edn. Springer, Heidelberg, Germany. Teldio 2013 Bluetooth indoor positioning module www.teldio.com/zonith/indoor_positioning [Online; accessed November 18, 2013].

[207] Texas Instruments 2013 Data Sheet Texas Instruments Chipcon CC2431-System-on-Chip for 2.4 GHz ZigBee/IEEE 802.15.4 with Location Engine Texas Instruments.

[208] TimeDomain 2013 Pulson ® 410: The world's best ranging radio www.timedomain.com/p400.php [Online; accessed November 18, 2013].

[209] Tsai Y, Zhang G, Grieca D, Ozluturk F and Wang X 2007 Cell search in 3GPP long term evolution systems. IEEE Vehicular Technology Magazine 2 (2), 23-29.

[210] TSG-RAN W 2001 Status of UE positioning TSG-RAN Meeting #12, Stockholm, Sweden.

[211] UbiSense 2013 UbiSense real-time location systems (RTLS) www.ubisense.net/en/rtls-solutions/ [Online; accessed November 18, 2013].

[212] Uhlmann JK 1994 Simultaneous map building and localization for real time applications. Technical report, University of Oxford.

[213] Urruela A, Sala J and Rima J 2006 Average Performance Analysis of Circular and Hyperbolic Geolocation. IEEE Transactions on Vehicular Technology 55 (1), 52-66.

[214] Venkatachalam M, Etemad K, Ballantyne W and Chen B 2009 Location services in WiMAX networks. IEEE Communications Magazine 47 (10), 92-98.

[215] WallbaumMandWasch T 2004 Markov localization of wireless local area network clients. Proceedings of the 1st IFIP-TC6 Working Conference on Wireless-On-Demand Network Systems (WONS 2004), vol. 2928 of Lecture Notes in Computer Science, pp. 135-154, Madonna di Campiglio, Italy.

[216] Wan EAand van der Merwe R 2000 The unscented Kalman filter for nonlinear estimation. Proceedings of the Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium pp. 153-158.

[217] Wang F, Ghosh A, Sankaran C, Fleming PJ, Hsieh F and Benes SJ 2008a Mobile WiMAX systems: Performance and evolution. IEEE Communications Magazine 46 (10), 41-49.

[218] Wang S, Lee KD, Kim SG and Kwak JS 2008b Enhance Downlink Positioning inWiMAX/16m, document IEEE C802. 16m-08/1106r3. LG Electronics.

[219] Wang W, Jost T, Mensing C and DammannA2009a TOAand TDOAerror models for NLOS propagation based on outdoor to indoor channel measurement. Proceedings of the IEEEWireless Communications and Networking Conference (WCNC) 2009, pp. 1-6, Budapest, Hungary.

[220] Wang W, Jost T, Mensing C, Dammann A and Fawaz K 2009b Indoor propagation effects on TOA error for joint GNSS and terrestrial radio based localization. Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference (VTC) Spring, pp. 1-5, Barcelona, Spain.

[221] Wendlandt K, Berhig M and Robertson P 2005 Indoor localization with probability density functions based on Bluetooth IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC) 2005, vol. 3, pp. 2040-2044.

[222] Wendlandt K, Sukchaya K, Robertson P, KhiderMand AngermannM2007 Demonstration of a realtime active-tag RFID, Java based indoor localization system using particle filtering. Adjunct Proceedings of the 9th International Conference on Ubiquitous Computing (UBICOMP), pp. 108-111, Innsbruck, Austria.

[223] WHE n. d. EU-ICT FP7 Project Wireless Hybrid Enhanced Mobile Radio Estimators (WHERE) www. ict-where. eu [Online; accessed November 18, 2013].

[224] WHERE D2. 1 2008 Performance assessment of hybrid data fusion and tracking algorithms. Technical report, Deliverable, Wireless Hybrid Enhanced Mobile Radio Estimators (WHERE) Project, ICT-217033.

[225] WHERE D2. 3 2010 Hybrid localization techniques. Technical report, Deliverable, Wireless Hybrid Enhanced Mobile Radio Estimators (WHERE) Project, ICT-217033.

[226] WHERE D2. 4 2010 Performance of WHERE cooperative positioning techniques. Technical report, Deliverable, Wireless Hybrid Enhanced Mobile Radio Estimators (WHERE) Project,

ICT-217033.

[227] WHERE D3. 1 2009 Physical layer enhancements using localization data. Technical report, Deliverable, Wireless Hybrid Enhanced Mobile Radio Estimators (WHERE) Project, ICT-217033.

[228] WHERE D3. 4 2010 Location based optimisation for PHY algorithms/protocols. Technical report, Deliverable, Wireless Hybrid Enhanced Mobile Radio Estimators (WHERE) Project, ICT-217033.

[229] WHERE D3. 6 2010 Relaying and cooperative communications enhancements based on positioning data (final report). Technical report, Deliverable, Wireless Hybrid Enhanced Mobile Radio Estimators (WHERE) Project, ICT-217033.

[230] WHERE D3. 7 2010 Optimized cellular connectivity using positioning data. Technical report, Deliverable, Wireless Hybrid Enhanced Mobile Radio Estimators (WHERE) Project, ICT-217033.

[231] WHERE D4. 3 2008 Modelling of the channel and its variability. Technical report, Deliverable, Wireless Hybrid Enhanced Mobile Radio Estimators (WHERE) Project, ICT-217033.

[232] Wikipedia 2013a Light cone-Wikipedia, the free encyclopedia. [Online; accessed November 18, 2013].

[233] Wikipedia 2013b List of UMTS networks-Wikipedia, the free encyclopedia. [Online; accessed November 18, 2013].

[234] WiMedia 2009a Distrubted Medium Access Control (MAC) forWireless Networks 1. 5WiMedia Alliance.

[235] WiMedia 2009b MultiBand OFDM Physical Layer Specification 1. 5 WiMedia Alliance.

[236] WiMedia 2013 WiMedia Alliance www. wimedia. org/en/index. asp [Online; accessed November 18, 2013].

[237] WirelessHD 2010 WirelessHD Specification Version 1. 1 Overview WirelessHD Consortium.

[238] Wymeersch H, Lien J and Win M 2009 Cooperative localization in wireless networks. Proceedings of the IEEE 97 (2), 427-450.

[239] Xiang Y, Luo J and Hartmann C 2007 Inter-cell interference mitigation through flexible reuse inOFDMA based communication networks. European Wireless Conference, Paris.

[240] Xu H, Chong CC, Guvenc I, Watanabe F and Yang L 2008 High-resolution TOA estimation with Multi-Band OFDM UWB signals. IEEE International Conference on Communications (ICC) 2008, pp. 4191-4196.

[241] Yuillel AL and Grzywacz NM 1988 The motion coherence theory Proceedings Second International Conference on Computer Vision, pp. 344-353.

[242] ZEBRA 2013 Dart sensorswww. zebra. com/gb/en/products-services/location-solutions/dart-uwb/dartsensor. html [Online; accessed November 18, 2013].

[243] Zekavat SAR and Buehrer RM 2012 Handbook of Position Lcoation: Theory, Practice, and Advances. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ, USA.

[244] Zhang L, Liu X, Song J, Gurrin C and Zhu Z 2013 A comprehensive study of Bluetooth finger-

printing-based algorithms for localization. 27th International Conference on Advanced Information Networking and Applications Workshops (WAINA) 2013, pp. 300-305.

[245] Zhou S and Pollard J 2006 Position measurement using Bluetooth. IEEE Transactions on Consumer Electronics 52 (2), 555-558.

[246] Zhu H and Cao G 2005 rDCF: A relay-enabled medium access control protocol for wireless ad hoc networks. Proceedings IEEE INFOCOM 2005. 24th Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies, vol. 1.

[247] Zhu J, Zeng K, Kim KH and Mohapatra P 2012 Improving crowd-sourced Wi-Fi localization systems using Bluetooth beacons. 2012 9th Annual IEEE Communications Society Conference on Sensor, Mesh and Ad Hoc Communications and Networks (SECON), pp. 290-298.

[248] ZigBee 2007 ZigBee-2007 Specification. ZigBee Alliance. version r17.

[249] ZigBee Alliance 2013 ZigBee www.zigbee.org/Home.aspx [Online; accessed November 18, 2013].

附录 英文缩略语

序号	英文缩写	英 文 全 称	中 文 全 称
1	2G	Second Generation	第二代
2	3GPP	3rd Generation Partnership Project	第三代合作伙伴项目
3	3GPP2	3rd Generation Partnership Project 2	第三代合作伙伴项目 2
4	A-FLT	Advanced Forward Link Trilateration	高级前向链路三边测量
5	AGNSS	Assisted GNSS	辅助 GNSS
6	AltBOC	Alternative Binary Offset Carrier modulation	交替二进制偏移载波调制
7	AMC	Adaptive Modulation and Coding	自适应调制编码
8	AOA	Angle of Arrival	到达角
9	AOAD	AOA Difference	到达角差值
10	AP	Access Point	接入点
11	API	Application Programming Interface	应用程序接口
12	ASF	Additional Secondary Factors	附加二次因子
13	ASIR-PF	Auxiliary SIR-PF	辅助 SIR-PF
14	ATIS	Alliance for Telecommunications Industry Solutions	世界电信行业解决方案联盟
15	AWGN	Additive White Gaussian Noise	加性高斯白噪声
16	BCCH	Broadcast Control Channel	广播控制信道
17	BER	Bit Error Rate	误比特率
18	BPSK	Binary Phase Shift Keying	二进制相移键控
19	BR	Basic Rate	基本速率
20	BS	Base Station	基站
21	C-CDD	Cellular CDD	蜂窝循环延迟分集
22	C/A	Coarse/Acquisition	粗捕获
23	CAT	Cellular Alamouti Technique	蜂窝阿拉莫提技术
24	CBOC	Composite Binary Offset Carrier modulation	复合二进制偏移载波调制
25	CC	Cross-Correlation	互相关
26	CCK	Complementary Code Keying	互补码键控
27	CDD	Cyclic Delay Diversity	循环延迟分集
28	CDF	Cumulative Distribution Function	累积分布函数

（续）

序号	英文缩写	英文全称	中文全称
29	CDM	Code Division Multiplexing	码分复用
30	CEP	Circular Error Probability	圆概率误差
31	CGALIES	Coordination Group on Access to Location Information for Emergency Services	紧急服务定位信息访问合作组
32	CIR	Channel Impulse Response	信道冲激响应
33	CoMP	Coordinated Multi-Point	多点协作
34	CP	Cooperative Positioning	协作定位
35	CPF	Cumulative Probability Function	累积概率函数
36	CPICH	Common Pilot Channel	公共导频信道
37	CRLB	Cramér-Rao Lower Bound	克拉美罗下限
38	CRS	Cell-specific Reference Signal	小区专用参考信号
39	CSI	Channel State Information	信道状态信息
40	CSIT	CSI at the Transmitter	发射机信道状态信息
41	CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance	带碰撞避免的载波侦听多址访问
42	DAB	Digital Audio Broadcasting	数字音频广播
43	dB	Decibel	分贝
44	DC	Direct Current	直流
45	DFT	Discrete Fourier Transform	离散傅里叶变换
46	DFTS-OFDM	DFT-Spread OFDM	DFT 扩频 OFDM
47	DGNSS	Differential GNSS	差分全球导航卫星系统
48	DLL	Delay Locked Loop	延迟锁相环
49	DMRS	Demodulation Reference Signal	解调参考信号
50	DOP	Dilution of Precision	精度因子
51	DPCCH	Dedicated Physical Control Channel	专用物理控制信道
52	DPCH	Dedicated Physical Channel	专用物理信道
53	DPDCH	Dedicated Physical Data Channel	专用物理数据信道
54	DPSK	Differential PSK	差分相移键控
55	DSL	Digital Subscriber Line	数字用户线
56	DSSS	Direct-Sequence Spread Spectrum	直接序列扩频
57	DVB-T	Digital Video Broadcasting-Terrestrial	地面数字视频广播
58	E-CID	Enhanced Cell-ID	增强型小区 ID
59	E-IPDL	Enhanced IPDL	增强型下行链路空闲周期
60	E-SMLC	Enhanced Serving Mobile Location Center	增强型服务移动位置中心

（续）

序号	英文缩写	英 文 全 称	中 文 全 称
61	E-UTRA	Evolved UTRA	演进的 UMTS 陆地无线接入
62	E-UTRAN	Evolved UTRAN	演进的 UMTS 陆地无线接入网
63	EDAS	EGNOS Data Access Service	EGNOS 数据访问服务
64	EDOP	East DOP	东部精度因子
65	EDR	Enhanced Data Rate	增强数据传输速率
66	EGC	Equal Gain Combining	等增益合并
67	EGNOS	European Geostationary Navigation Overlay Service	欧洲同步卫星导航覆盖服务
68	EKF	Extended KF	扩展卡尔曼滤波
69	EMS	EGNOS Message Server	EGNOS 消息服务器
70	eNB	Evolved Node B	演进的 Node B
71	EOTD	Enhanced Observed Time Difference	增强型观测时间差
72	EPC	Electronic Product Code	电子产品编码
73	ERP	Extended Rate PHY	扩展速率物理层
74	ESA	European Space Agency	欧洲空间局
75	ETSI	European Telecommunications Standards Institute	欧洲电信标准组织
76	FAA	Federal Aviation Administration	联邦航空管理局
77	FCC	Federal Communications Commission	联邦通信委员会
78	FDD	Frequency Division Duplex	频分双工
79	FDM	Frequency Division Multiplexing	频分复用
80	FDOA	Frequency Difference of Arrival	到达频差
81	FIM	Fisher Information Matrix	费希尔信息矩阵
82	FMC	Fixed Modulation and Coding	固定调制编码
83	GAGAN	GPS Aided Geo Augmented Navigation	GPS 辅助型静地轨道增强导航
84	GANSS	Galileo and Additional Navigation Satellite Systems	伽利略和附加导航卫星系统
85	GDOP	Geometric DOP	几何精度因子
86	GEO	Geostationary Orbit	地球静止轨道
87	GFSK	Gaussian Frequency-Shift Keying	高斯频移键控
88	GLONASS	Global Navigation Satellite System	格洛纳斯导航卫星系统
89	GLOS	Geometric LOS	几何视距
90	GMSK	Gaussian Minimum-Shift Keying	高斯最小移频键控

（续）

序号	英文缩写	英文全称	中文全称
91	GNSS	Global Navigation Satellite System	全球导航卫星系统
92	GP	Guard Period	保护间隔
93	GPS	Global Positioning System	全球定位系统
94	GRPR	Golden Received Power Range	黄金接收功率范围
95	GSM	Global System for Mobile Communications	全球移动通信系统
96	GSO	Geosynchronous Orbit	地球同步轨道
97	GTD	Geometric Time Difference	几何时间差
98	HR/DSSS	High Rate DSSS	高速率 DSSS
99	HS	HotSpot	热点
100	HSDPA	High Speed Downlink Packet Access	高速下行链路分组接入
101	HSPA +	Evolved High Speed Packet Access	演进的高速分组接入
102	HT	High Throughput	高吞吐量
103	I-WiMAX	3GPP/3GPP2-WiMAX Interworking	3GPP/3GPP2-WiMAX 互联
104	I-WLAN	3GPP/3GPP2-WLAN Interworking	3GPP/3GPP2-WLAN 互联
105	i. i. d.	Independent and Identically Distributed	独立同分布
106	ICIC	Inter-Cell Interference Coordination	小区间干扰协调
107	IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	电气电子工程师学会
108	IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	快速傅里叶逆变换
109	ILS	Instrument Landing System	仪表着陆系统
110	IP	Internet Protocol	网际协议
111	IPDL	Idle Period DownLink	下行链路空闲周期
112	IR	Impulse Radio	脉冲无线电
113	IRNSS	Indian Regional Navigational Satellite System	印度区域导航卫星系统
114	KF	Kalman Filter	卡尔曼滤波器
115	LAN	Local Area Network	局域网
116	LBS	Location Based Services	基于位置服务
117	LCS	Location Services	位置服务
118	LE	Low Energy	低功耗
119	LEO	Low Earth Orbit	近地轨道
120	LFSR	Linear Feedback Shift Register	线性反馈移位寄存器
121	LMU	Location Measurement Unit	位置测量单元
122	LORAN	Long Range Aid to Navigation	远程导航

（续）

序号	英文缩写	英文全称	中文全称
123	LOS	Line Of Sight	视距
124	LPP	LTE Positioning Protocol	LTE 定位协议
125	LPPa	LTE Positioning Protocol A	LTE 定位协议 A
126	LQ	Link Quality	链路质量
127	LTE	Long Term Evolution	长期演进
128	LTE-A	LTE-Advanced	高级 LTE
129	MAC	Media Access Control	媒介接入控制
130	MAI	Multiple Access Interference	多址干扰
131	MAP	Maximum A Posteriori	最大后验估计
132	MB	MultiBand	多频段
133	MCC	Master Control Center	主控中心
134	MCS	Master Control Station	主控站
135	MEO	Medium Earth Orbit	中地球轨道
136	ML	Maximum Likelihood	最大似然
137	MMSE	Minimum Mean Square Error	最小方均误差
138	MRC	Maximum Ratio Combining	最大比合并
139	MSAS	Multifunctional Satellite Augmentation System	多功能卫星增强系统
140	MSE	Mean Squared Error	方均误差
141	MT	Mobile Terminal	移动终端
142	MTCB	MT Clock Bias	移动终端钟差
143	NAVSTAR-GPS	Navigational Satellite Timing and Ranging-GPS	导航卫星定时和测距-全球定位系统
144	NDOP	North DOP	北方精度因子
145	NFC	Near Field Communication	近场通信
146	NLES	Navigation Land Earth Station	导航地面站
147	NLOS	Non-LOS	非视距
148	nmile	Nautical Mile	海里
149	OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	正交频分复用
150	OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access	正交频分多址
151	OTD	Observed Time Difference	测量时间差
152	OTDOA	Observed TDOA	测量到达时间差
153	P-CCPCH	Primary Common Control Physical Channel	主公共控制物理信道

（续）

序号	英文缩写	英 文 全 称	中 文 全 称
154	P/Y	Precision/encryption	精加密
155	P2P	Peer-to-Peer	端到端
156	PBCH	Physical Broadcast Channel	物理广播信道
157	PDF	Probability Density Function	概率密度函数
158	PDOP	Position DOP	位置精度因子
159	PDP	Power Delay Profile	功率时延谱
160	PF	Particle Filter	粒子滤波
161	PHY	Physical layer	物理层
162	PRACH	Physical Random Access Channel	物理随机接入信道
163	PRN	Pseudo Random Noise	伪随机噪声
164	PRS	Positioning Reference Signal	定位参考信号
165	PSK	Phase-Shift-Keying modulation	相移键控调制
166	PSS	Primary Synchronization Sequence	主同步序列
167	PUCCH	Physical Uplink Control Channel	物理上行链路控制信道
168	PUSCH	Physical Uplink Shared Channel	物理上行链路共享信道
169	QAM	Quadrature Amplitude Modulation	正交调幅
170	QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying	正交相移键控
171	QZSS	Quasi-Zenith Satellite System	准天顶卫星系统
172	R-PF	Regularized PF	正则化粒子滤波
173	RAIM	Receiver Autonomous Integrity Monitoring	接收机自主式完备性监测
174	RAN	Radio Access Network	无线接入网
175	RDC	Reverse Differential Correlation	反向差分相关
176	RF	Radio-Frequency	射频
177	RFID	Radio-Frequency Identification	射频识别
178	RFPM	RF Patter Matching	射频模式匹配
179	RIMS	Ranging and Integrity Monitoring Station	测距和完备性监测站
180	RMS-RX	Root-Mean-Square Received Signal	接收信号方均根
181	RMSE	Root Mean Square Error	方均根误差
182	RRM	Radio Resource Management	无线资源管理
183	RSCP	Received Signal Code Power	接收信号码功率
184	RSRP	Reference Signal Received Power	参考信号接收功率
185	RSRQ	Reference Signal Received Quality	参考信号接收质量
186	RSS	Received Signal Strength	接收信号强度

（续）

序号	英文缩写	英文全称	中文全称
187	RSSI	Received Signal Strength Indicator	接收信号强度指示
188	RSTD	Reference Signal Time Difference	参考信号时间差
189	RTD	Real Time Difference	实时时间差
190	RTTOA	Round-Trip Time Of Arrival	往返到达时间
191	RX	Receiver	接收机
192	SA	Selective Availability	选择可用性
193	SC-FDMA	Single-Carrier FDMA	单载波频分多址
194	SDS-TWR	Symmetric Double Sided Two Way Ranging	对称双面双向测距
195	SET	SUPL Enabled Terminal	具备 SUPL 能力的移动终端
196	SFN	System Frame Number	系统帧序号
197	SINR	Signal-to-Interference-and-Noise Ratio	信号干扰噪声比
198	SIR-PF	Sampling Importance Resampling PF	采样重要性重采样粒子滤波
199	SISNeT	Signal-In-Space through the Internet	通过互联网得到的空间信号
200	SLC	SUPL Location Center	SUPL 位置中心
201	SLmAP	SLM Application Protocol	SLm 应用协议
202	SLP	SUPL Location Platform	SUPL 位置平台
203	SNR	Signal-to-Noise Ratio	信噪比
204	SPC	SUPL Positioning Center	SUPL 定位中心
205	SRS	Sounding Reference Signal	探测参考信号
206	SSS	Secondary Synchronization Sequence	辅同步序列
207	STBC	Space-Time Block Code	空时分组编码
208	SUPL	Secure User Plane Localization	安全用户平面位置
209	TA	Timing Advance	定时提前量
200	TB	Tail Bit	尾部比特
211	TDD	Time-Division Duplex	时分双工
212	TDMA	Time Division Multiple Access	时分多址
213	TDOA	Time Difference of Arrival	到达时间差
214	TDOP	Time DOP	时间精度因子
215	TIA	Telecommunications Industry Association	电信行业协会
216	TOA	Time Of Arrival	到达时间
217	TX	Transmitter	发射机
218	UE	User Equipment	用户设备
219	UKF	Unscented KF	无迹卡尔曼滤波

序号	英文缩写	英 文 全 称	中 文 全 称
220	UL-RTOA	UpLink Relative Time of Arrival	上行链路相对到达时间
221	UMTS	Universal Mobile Telecommunications System	通用移动通信系统
222	UTC	Coordinated Universal Time	协调世界时
223	UTDOA	Uplink TDOA	上行链路到达时间差
224	UTOA	Uplink TOA	上行链路到达时间
225	UTRA	UMTS Terrestrial Radio Access	UMTS 陆地无线接入
226	UTRAN	UMTS Terrestrial Radio Access Network	UMTS 陆地无线接入网
227	UWB	Ultra-WideBand	超宽带
228	VDOP	Vertical DOP	垂直方向精度因子
229	VLF	Very Low Frequency	甚低频
230	W-CDMA	Wideband CDMA	宽带码分多址
231	WAAS	Wide Area Augmentation System	广域增强系统
232	WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access	全球微波互联接入
233	WLAN	Wireless LAN	无线局域网
234	WPAN	Wireless Personal Area Network	无线个域网
235	WSN	Wireless Sensor Network	无线传感网

国际视野　科技前沿

国际电气工程先进技术译丛

《无线通信系统中的定位技术与应用》
《大数据爆炸时代的移动通信技术与应用》
《基于大数据的商务智能分析》
《3GPP网络中的IPv6部署：从2G向LTE及未来移动宽带的演进》
《MIMO无线网络手册》
《可重构无线电系统的网络架构和标准》
《声学显微镜与超分辨率成像理论及应用》
《构建基于IPv6和移动IPv6的物联网：向M2M通信的演进》
《虚拟网络——下一代互联网的多元化方法》
《下一代融合网络理论与实践》
《认知视角下的无线传感器网络》
《移动云计算：无线、移动及社交网络中分布式资源的开发利用》
《Android系统安全与攻防》
《内容分发网络》
《计算机网络仿真OPNET实用指南》
《移动无线信道》（原书第2版）
《LTE-Advanced：面向IMT-Advanced的3GPP解决方案》
《声学成像技术及工程应用》
《LTE/SAE网络部署实用指南》
《认知无线电通信与组网：原理与应用》
《网络性能分析原理与应用》
《云连接与嵌入式传感系统》
《IP地址管理原理与实践》
《自组织网络：GSM,UMTS和LTE的自规划、自优化和自愈合》
《实现吉比特传输的60GHz无线通信技术》
《LTE自组织网络（SON）：高效的网络管理自动化》
《UMTS中的LTE：向LTE-Advanced演进》（原书第2版）
《UMTS中的WCDMA－HSPA演进及LTE（原书第5版）》
《无线传感器及执行器网络》
《认知无线电网络》
《网络融合——服务、应用、传输和运营支撑》
《UMTS中的LTE:基于OFDMA和SC-FDMA的无线接入》
《吉规模集成电路互连工艺及设计》
《高性能微处理器电路设计》

WILEY




机械工业出版社E视界


机械工业出版社微信公众号

上架指导　工业技术／电子技术／信息通信



ISBN 978-7-111-52065-8

ISBN 978-7-111-52065-8
定价：79.00元